



TITLE:

移動通信における高速等化アルゴリズムに関する研究(  
Dissertation\_全文)

AUTHOR(S):

田野, 哲

---

CITATION:

田野, 哲. 移動通信における高速等化アルゴリズムに関する研究. 京都大学, 2000, 博士(工学)

ISSUE DATE:

2000-01-24

URL:

<https://doi.org/10.11501/3164201>

RIGHT:

②

# 移動通信における高速等化アルゴリズムに関する研究

1999 年 9 月

田野 哲

## 第1章 緒言

1.1 背景 .....	1
1.2 研究の目的 .....	4
1.3 研究対象 .....	11
1.4 論文の概要 .....	13

## 第2章 移動通信におけるデジタル信号伝送技術

2.1 はじめに .....	17
2.2 変復調技術 .....	18
2.3 適応等化器 .....	22
2.4 ダイバーシチ受信 .....	27
2.5 周辺技術とその装置化 .....	28

## 第3章 適応復調技術

3.1 はじめに .....	29
3.2 RLS 適応位相制御 .....	30
3.2.1 原理 .....	30
3.2.2 構成 .....	35
3.3 動特性の解析 .....	36
3.3.1 初期収束特性 .....	36
3.3.2 追従特性 .....	40
3.4 位相検波器への適用 .....	40
3.4.1 $\pi/4$ -QPSK 遅延検波器 .....	40
3.4.2 16QAM 準同期検波器 .....	41
3.5 実験 .....	42
3.5.1 構成 .....	42
3.5.2 周波数オフセット補償特性 .....	46
3.5.3 BER 特性 .....	46
3.5.4 収束特性 .....	46
3.6 結言 .....	47

## 第4章 適応型 MLSE 等化器のための高速チャネル推定法

4.1 はじめに .....	49
4.2 VLMS アルゴリズム .....	50

4.2.1 原理	50
4.2.2 構成	53
4.3 QVLMS アルゴリズム	53
4.4 シンボル間隔サンプリングアルゴリズムの理論特性解析	54
4.4.1 VLMS アルゴリズム	54
4.4.2 QVLMS アルゴリズム	56
4.5 分数間隔サンプリングへの拡張	59
4.5.1 FVLMS アルゴリズム	59
4.5.2 構成	61
4.5.3 OVLMS アルゴリズム	62
4.5.4 固有値展開による OVLMS アルゴリズムのタップ数低減	63
4.6 OVLMS アルゴリズムの理論特性解析	64
4.6.1 FVLMS アルゴリズムとの比較	64
4.6.2 受信ロールオフフィルタの影響	65
4.6.3 追従特性	66
4.6.4 サンプリングタイミング誤差の影響	68
4.7 演算量の比較	70
4.8 実験	74
4.8.1 構成	74
4.8.2 BER 特性	77
4.8.3 サンプリング位相誤差特性	78
4.8.4 収束特性	78
4.9 結言	79

## 第5章 高速通信システムでの適応等化器の実現法

5.1 はじめに	83
5.2 FVLMS アルゴリズムの適用性	84
5.2.1 FVLMS アルゴリズムの $\pi/4$ -QPSK への適用法	84
5.2.2 メモリの適用による FVLMS アルゴリズムの簡易化	85
5.3 逐次型等化处理による効率化	87
5.3.1 パイプライン処理	87
5.3.2 等化器構成	90
5.3.3 ハードウェア構成	91
5.4 並列処理における等化处理の効率化	93
5.4.1 回転群を利用したレプリカ生成器の低減	94
5.4.2 ハードウェア構成	98
5.4.3 QVLMS-MLSE 等化器の LSI 化	98
5.5 実験結果	101



5.5.1 FVLMS-MLSE 等化器 .....	101
5.5.2 QVLMS-MLSE 等化器 .....	105
5.5.3 LSI 化 QVLMS-MLSE 等化器 .....	109
5.6 結言 .....	110

## 第6章 適応等化器用無線伝送装置の設計

6.1 はじめに .....	113
6.2 ダイバーシチ受信器構成法 .....	114
6.2.1 最大比合成型 MLSE 等化器 .....	114
6.2.2 モード切替え型 DFE .....	118
6.2.3 実験 .....	122
6.3 I/Q 直交性誤差 / ゲインアンバランス同時補償 .....	124
6.3.1 CMA の適用 .....	124
6.3.2 シミュレーション実験 .....	127
6.4 バースト変復調技術 .....	129
6.4.1 変復調装置構成 .....	129
6.4.2 実験 .....	131
6.5 結言 .....	136

## 第7章 伝搬路モデル上での等化器／ダイバーシチ受信の適用効果

7.1 はじめに .....	137
7.2 PHS の信号伝送条件 .....	138
7.3 遅延スプレッド補償技術の PHS への適用とその効果 .....	138
7.3.1 最大比合成ダイバーシチ受信 .....	140
7.3.2 トランスバーサル合成型 DFE .....	140
7.4 実験による特性評価 .....	143
7.4.1 信号伝送実験 .....	143
7.4.2 処理量の比較 .....	144
7.4.3 セル拡大効果 .....	145
7.5 結言 .....	149

## 第8章 結論 .....

## 謝辞 .....

## 参考文献 .....

付録 .....	169
本研究に関連する発表論文 .....	171

## 略語一覽

ACS	: Add-Compare-Select
ACT	: Adaptive Carrier Tracking
A/D	: Analogue to Digital Converter
ADP	: Adapter
ADPCM	: Adaptive Differential Pulse Code Modulation
AFC	: Automatic Frequency Control
AGC	: Automatic Gain Control
APC	: Automatic Phase Control
AR	: Auto Regressive
ASIC	: Application Specific Integrated Circuit
ATM	: Asynchronous Transfer Mode
AWGN	: Additive White Gaussian Noise
BER	: Bit Error Rate
BP	: Back Propagation
BPF	: Band Pass Filter
BTR	: Bit Timing Recovery
CATV	: Cable Television
CIR	: Channel Impulse Response
CMA	: Constant Modulus Algorithm
CMOS	: Complementary Metal Oxide Semiconductor
CNR	: Carrier to Noise Ratio
CRC	: Cyclic Redundancy Check
CS	: Cell Station
DAMPS	: Digital Advanced Mobile Phone Service
D/A	: Digital to Analogue Converter
DC	: Direct Current
DD	: Differential Detector
DECT	: Digital European Cordless Telecommunications
DFE	: Decision Feedback Equalizer
DPLL	: Digital Phase Locked Loop
DSP	: Digital Signal Processor
EGC	: Equal Gain Combining
EILS	: Ensemble-averaged Inverse Least Squares

Exor	: Exclusive OR
FBF	: Feed Back Filter
FDD	: Frequency Division Duplex
FDMA	: Frequency Division Multiple Access
FFF	: Feed Forward Filter
FIFO	: First-in First-out
FIR	: Finite Impulse Response
FM	: Frequency Modulation
FPGA	: Field Programmable Gate Array
FSK	: Frequency Shift Keying
FVLMS	: Fractional Tap-spaced Variable-gain Least Mean Squares
GMSK	: Gaussian-filtered Minimum Shift Keying
GSM	: Global System for Mobile Communications
IC	: Integrated Circuit
IF	: Intermediate Frequency
ISI	: Intersymbol Interference
LAN	: Local Area Network
LE	: Linear Equalizer
LMS	: Least Mean Square
LNA	: Low Noise Amplifier
LO	: Local Oscillator
LPF	: Low Pass Filter
LSI	: Large Scale Integrated Circuit
LSSE	: Least Sum of Squared Errors
MIPS	: Million Instructions Per Second
MLSE	: Maximum Likelihood Sequence Estimation
MMSE	: Minimum Mean Square Error
MOD	: Modulator
MRC	: Maximal Ratio Combining
MSE	: Mean Square Error
MSK	: Minimum Shift Keying
NLMS	: Normalized Least Mean Square
NN	: Neural Network
OLRM	: Open Loop Reverse Modulation
OVLMS	: Orthogonal Transformed Variable-gain Least Mean Squares
PDC	: Personal Digital Cellular
PHS	: Personal Handy-phone System
PLL	: Phase Locked Loop

PM	: Path Memory
PMM	: Path Metric Memory
PN	: Pseudorandom Noise
PR	: Preamble
PS	: Personal Station
PSI-CELP	: Pitch Synchronous Innovation Code Excited Linear Prediction
PSK	: Phase Shift Keying
PSTN	: Public Switched Telephone Network
QAM	: Quadrature Amplitude Modulation
QCD	: Quasi-Coherent Detector
QDPSK	: Quaternary Differential Phase Shift Keying
QFP	: Quadrature Flat Package
QPSK	: Quadrature Phase Shift Keying
QT-LMS	: Quick Tracking - Least Mean Square
QVLMS	: Quantized Variable-gain Least Mean Squares
RAM	: Random Access Memory
RLS	: Recursive Least Squares
ROM	: Read Only Memory
RSSI	: Received Signal Strength Indicator
SC	: Selection Combining
SNR	: Signal to Noise Ratio
SRAM	: Static Random Access Memory
SS	: Start Symbol
SW	: Switch
TDD	: Time Division Duplex
TDMA	: Time Division Multiple Access
TDM	: Time Division Multiplexing
TFM	: Tamed Frequency Modulation
UD	: Upper Triangular Matrix and Diagonal Matrix
UW	: Unique Word
VCO	: Voltage Controlled Oscillator
VLMS	: Variable-gain Least Mean Squares
VS	: Variable Step
VSELP	: Vector Sum Excited Linear Prediction

# 第1章 緒言

## 1.1 背景

移動通信、すなわち通信端末の移動を許し多様な場所からの通信を可能とするこの通信システムは、情報を発信あるいは受信しようとする人に場所的な自由を与える意味で、非常に利便性の高い通信手段である。例えば、最近頻繁に見かけるようになった列車公衆電話、航空機電話、船舶電話等もすべて移動通信の範疇に入る。その中で現在までに最も多くの加入者を開拓したものが、自動車電話や携帯電話に代表される陸上移動通信である。この陸上移動通信は1946年に、電話発祥の地である米国における自動車電話の商用化によって幕が開けられた。日本における陸上移動通信としては無線呼び出し(ページャ)が1968年に商用化され、これに遅れること11年後の1979年に800MHz帯の自動車電話サービスが商用化された。この後、1986年と1987年に着脱型、携帯型の自動車電話のサービスが開始された。この自動車電話システムでは、全国の数多くの加入者を収容するため1つの無線基地局が放射する電波の届く地域を限定するゾーン構成を採用することで、周波数の有効利用を計っている。すなわち、サービスエリアをいくつかのゾーンに区切り、隣り合うゾーンでは異なった周波数を割り当て、距離的に充分離れたゾーンでは同じ周波数を割り当てるのである。こうすれば、同じ周波数を複数のゾーンで繰り返し利用できるため、周波数利用効率を向上できる。例えば日本における最初の自動車電話方式では、ゾーン半径は5から7kmと設定されていた。一方、自動車電話端末の大きさは最初商用化された頃は、7,000ccで7kgもある巨大なものであったが次第に小型化され、1989年の米国メーカによる容量200ccの端末の開発を契機に、小型化の波は一気に進んでいった。これに加えて、NTTの民営化に伴う移動通信市場への競争原理の導入、あるいは端末の売切り制の導入による端末の低価格化などが相まって、1990年前後から移動通信の加入者が急速に増加していった<sup>[14]</sup>。

この加入者の急増は限りある資源である無線周波数を逼迫させ、より周波数利用効率を高める技術の研究開発を促した。実際、1980年代までは基本的にはアナログ音声サービスが中心であり、変調方式としてはアナログFM (Frequency Modulation) 方式が用いられていた。また、無線アクセス方式としては、1加入者に1つの周波数を割り当てるFDMA (Frequency Division Multiple Access) 方式<sup>[34]</sup>が採用されていた。この方式では収容可能な

加入者数は割当てられた周波数の数(チャンネル数)によって決定される。つまり、FDMA方式では同時に通話しようとする加入者の数がチャンネル数を越えると「つながらない」、すなわち呼損という状況に陥る。事実、1980年代の後半、加入者の増大により次第に移動通信ネットワークに輻輳が発生し始めた。そこで、FDMAシステムにおいて、与えられた周波数帯域により多くの加入者を収容するため、各チャンネルの周波数間隔を当初設計値の半分にした大容量方式<sup>[19]</sup>が1988年に実用化された。

一方、移動通信のサービス品質の改良を狙って、音声品質の向上や通話料の引下げの可能性を秘めた移動通信のデジタル化が検討された<sup>[14]</sup>。この背景には、高能率音声符号化技術<sup>[23]</sup>が進展したことと、デジタル回路のLSI (Large Scale Integrated Circuit) 化技術の発展により、デジタルシステムの実現性が向上したことが挙げられる。実際、移動通信用の音声符号化方式としてVSELP (Vector Sum Excited Linear Prediction)やPSI-CELP (Pitch Synchronous Innovation Code Excited Linear Prediction) などの高能率符号化法が発明された。また、デジタル通信システムでは、各加入者の信号を時分割多重することで基地局の受信機を共用でき、経済性を向上できる。加えて、移動通信のデジタル化には、(1)送信信号のスクランブルや暗号化技術の適用による通信の秘匿性の向上、(2) インターネットなどの多様なサービスへの対応が可能、などの利点がある。

ところが、原理的には無限大の周波数帯域を占有するデジタル信号をそのまま無線のキャリア周波数帯に変換すれば、他チャンネルへの干渉となり周波数利用効率が低下する。そこで周波数利用効率を向上させるため狭帯域変復調技術の研究が行われ、TFM (Tamed FM)<sup>[26]</sup>やGMSK (Gaussian-filtered Minimum Shift Keying)<sup>[25]</sup>等の変調方式が発明された。また、移動通信では端末の移動速度に比例して受信電界強度がダイナミックに変動する。これはレイリーフェージング<sup>[12]</sup>と呼ばれ通信品質を著しく劣化させる原因となる。そこで、レイリーフェージングを克服するためのデジタル復調技術についても多くの研究がなされた。<sup>[15]</sup> その結果としてダイバーシチ受信技術<sup>[5]</sup>、誤り制御技術<sup>[27,28]</sup>、適応等化技術<sup>[29,30]</sup>、さらにはそれらの装置化に対して多くの研究成果が生まれた。

このような研究成果を基に1992年に欧州において世界最初のデジタル携帯電話システムとしてGSM (Global System for Mobile Communications)<sup>[31]</sup>が実用化された。日本でも1993年にPDC (Personal Digital Cellular) システムとしてデジタル移動通信<sup>[32]</sup>が商用化された。続いて、1995年には屋外でも利用できるコードレス電話として簡易型携帯電話(PHS : Personal Handy-phone System)<sup>[33]</sup>という低コストなシステムが商用化され、PDCシステムと共に驚くべき速度で加入者を獲得していった<sup>[20]</sup>。ただし、加入者の増大によ

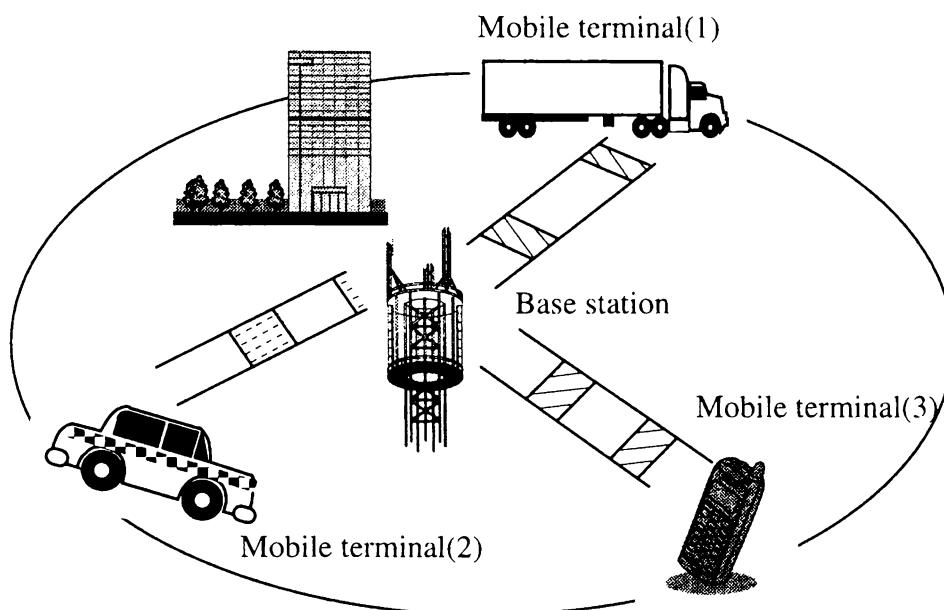


図 1.1 TDMA デジタル移動通信の模式図  
(移動機から基地局への通信を行う場合)

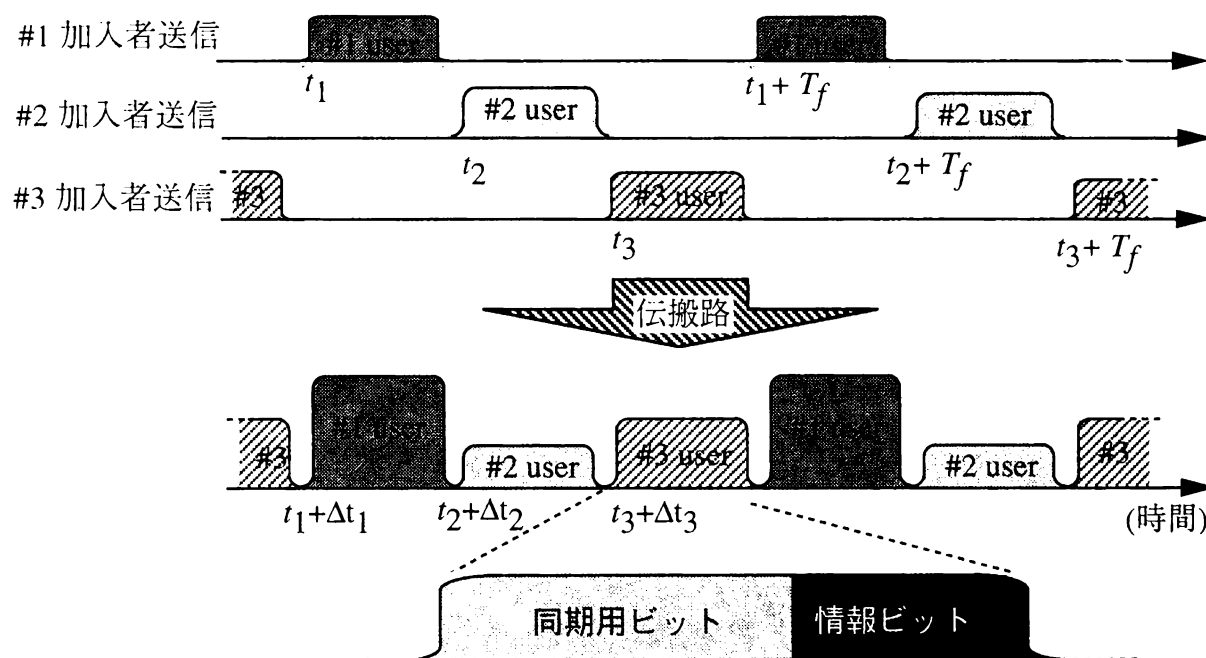


図 1.2 TDMA 移動通信における受信電力  
(基地局)



る周波数の逼迫という問題は、アナログに限ったことではなくデジタル移動通信においても同様に発生する。そこで現在では、止まることを知らない加入者の急増に対応するため、デジタル通信の特徴を生かした周波数利用効率向上の研究が盛んに行われている。さらには、将来のマルチメディア時代の多様なサービスに対応するため、メガビットオーダの高速信号伝送技術の確立をめざして研究が進められている<sup>[34]</sup>。

## 1.2 研究の目的

急激に加入者が増大しているデジタル移動通信では、周波数利用効率の向上は永遠のテーマである<sup>[14]</sup>。そこで、本研究ではデジタル移動通信における周波数利用効率向上のため、受信機の高機能化を目的とする。周波数利用効率向上のための技術としては受信機技術以外に、(1)マイクロセル化<sup>[15]</sup>、(2)高能率音声符号化の適用<sup>[24]</sup>があるが、前者はエリア全体での基地局コストを増大させ、後者は多少音声品質を損なう傾向にあった。これに対して、受信機技術の高機能化はシステムの品質を向上させ、かつ周波数利用効率を向上できる可能性がある。ただし、移動通信用の装置には低消費電力等の様々なハードウェア実現上の要求条件がある。そこで、本研究では周波数利用効率の向上を可能とし、かつ移動通信での実現性の高い技術による受信機の実現を目的としている。

移動通信システムの無線アクセス方式としては、GSM、PDCやPHSで実用実績があるTDMA (Time Division Multiple Access) を前提とする。TDMA 移動通信システムの模式図を図 1.1 に示す。TDMA システムではデジタル信号に変換された各加入者の送信信号は、決められたタイミングで無線区間に送り出される。次に、基地局(図 1.1 で中心に描かれている)では各加入者からの信号を一括して受信し、送信信号に復元する。このように、複数の加入者を時間軸上で多重化して通信を行う TDMA システムでは、基地局において複数の加入者で 1 つの受信機を共用できるため、装置費用を軽減できる利点がある。また一般に、TDMA では各加入者の 100 から 200 ビット程度の信号を 1 単位として間歇的に送信する。この 1 単位の信号をバーストと呼ぶ。図 1.2 に TDMA 移動通信システムにおける信号伝送の様子の一例を示す。同図において「#x user」(同図では  $x=1,2,3$ ) と書れている各々がバーストを意味しており、「#1user」とは 1 番目の加入者のバーストを示している。#1 の加入者は時刻  $t_1$  で 1 バーストを送信すると、次の送信時刻  $t_1 + T_f$ <sup>[注 1.1]</sup> までの間は信号を送信しない。#2、#3 についても同様に 1 バーストを送信すると、 $T_f$  時間後までは信号を送信しない。送信された各バーストは伝搬路で多重化され、基地局で受信される。そこで、図 1.2 に描かれているように、各加入者のバーストが伝搬路で衝突しないよう制御するのが TDMA の基本的な制御機能である。また、1 つのバーストは図 1.2 に示

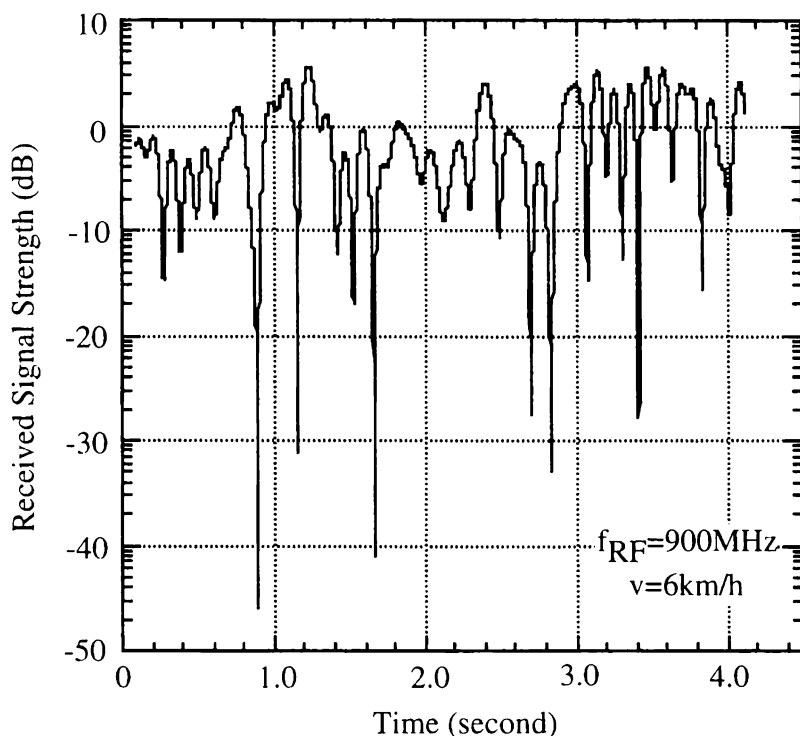


図 1.3 レイリーフェージングによる受信電界強度変動

すように同期用ビットと情報ビットより構成されるが、この役割については後ほど詳細に述べる。

一方、移動通信では基本的に人が在住する地域を主なサービスエリアとするため、電波の伝搬環境には建物や橋のような電波の反射体が存在する。このような環境で電波を放射すると、電波は壁等で反射し（反射波）、直接届く波（直接波）と自由空間で重ね合わされる。電波は基本的には正弦波で表されるため、重ね合わされた時に振幅が合成される場合と打ち消し合う場合がある。合成されるか打ち消されるかは、反射波と直接波の基地局からの相対的な経路長差に依存する。すなわち、反射波と直接波が重ね合わせにより、伝搬路の幾何学的構造に依存した定在波が伝搬空間に発生する。このように定在波が発生する伝搬路は多重波伝搬路と呼ばれる。移動通信では多重波伝搬路の中を受信機が移動するため、受信機の受信電界強度が時間とともに大きく変動する。この変動する受信電界強度の分布がレイリー分布に従う場合、レイリーフェージング<sup>[12]</sup>と呼ぶ。伝

注1.1: この  $T_f$  はフレーム周期と呼ばれ、ユーザの送出するバーストの間隔を表している。

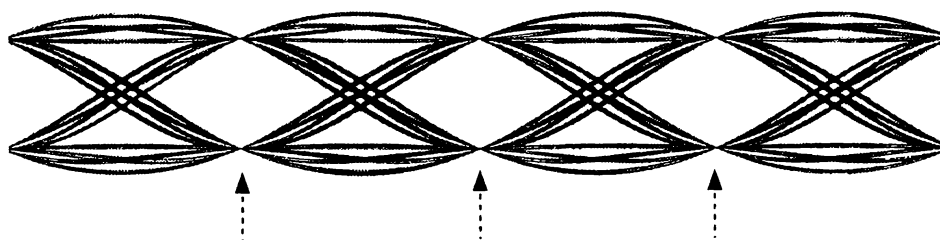


図 1.4 受信信号の時間波形（アイパターン）

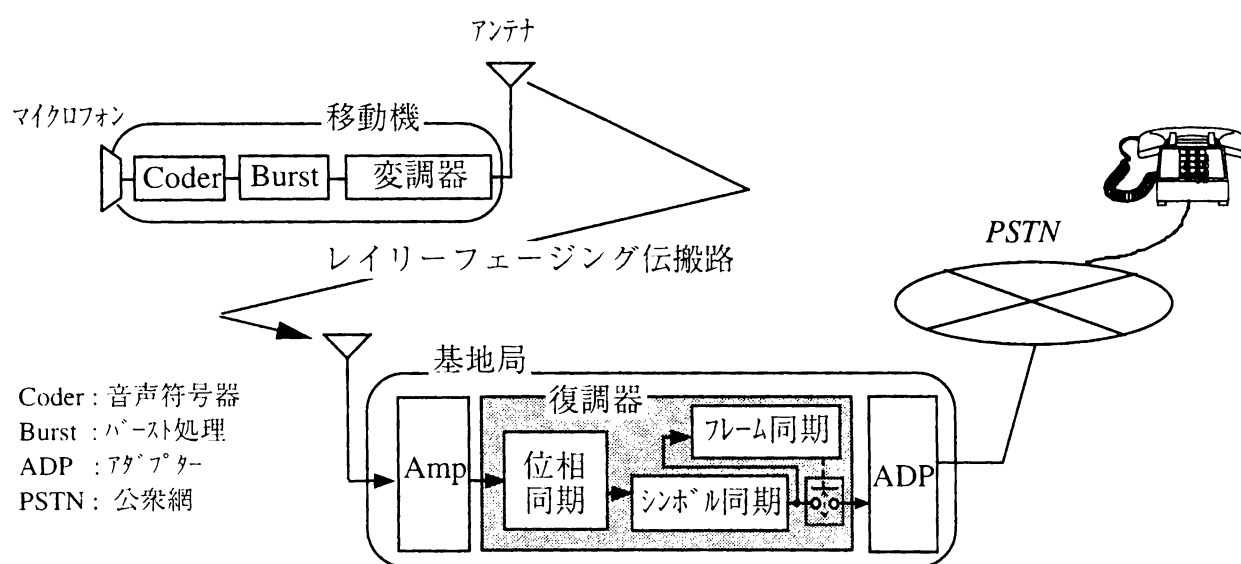


図 1.5 デジタル移動通信の装置概要  
(移動機送信、基地局受信の場合)

搬測定からマイクロ波帯を利用した移動通信の伝搬路はレイリーフェージングを受けると報告されている<sup>[12]</sup>。レイリーフェージングによる受信電界強度の変動例を図1.3に示す。同図は時速6kmで移動した時のキャリア周波数900MHzの電波の受信電界強度変動を示している。図1.3から分かるように、数dB大きくなる場合もあるが、時には20dB以上も受信電界強度が低下する。

また、図1.1に示すように移動通信システムでは、各加入者は1つのゾーン内で任意の位置を占める。一般に受信信号の電界強度は基地局からの距離に大きく依存するため、図1.2にも示したようにTDMA移動通信の基地局では各加入者の受信電界強度は大きく異なる。さらに、前述のレイリーフェージングの説明で述べたように、同一加入者の送信するバーストの受信電界強度も受信機の移動に伴い刻一刻変化する。このように各加入者間で受信電界強度が異なりかつ時間的に大きく変動するTDMA移動通信において、基地局ですべての加入者の送信信号を品質良く復元するには、各バーストの受信電界強度の違い、レイリーフェージングを引き起こす伝送路環境の時間変動を推定する必要がある。この推定を高精度に行うには以下に示す3つの機能が重要になる。

(1) 位相同期/等化

(2) シンボル同期

(3) フレーム同期

(1)位相同期/等化とはレイリーフェージングによって変動する受信信号の振幅と位相を推定し、推定情報に基づき受信信号に含まれる送信情報を抽出する機能である。(2)シンボル同期とは受信信号を標本化(サンプリング)する際の、最適サンプリングタイミングを推定する機能である。一般に、周波数の有効利用のためデジタル信号は周波数軸上で帯域制限される。その時、雑音の影響がなければ受信信号は図1.4に示すような時間波形となる。同図において矢印の点で信号をサンプリングすれば帯域制限を受けたにも関わらず、特性劣化なく通信が可能となる。すなわち、シンボル同期とは図1.4に記す矢印のタイミングを推定する機能である。(3)フレーム同期とは各加入者が送信したバーストのタイミングを推定する機能である。例えば図1.2では、基地局において $i$ 番目の加入者からのバーストが受信される時刻 $t_i + \Delta t_i$ を推定することである。ただし、 $\Delta t_i$ は $i$ 番の加入者のバーストが送信されてから到達するまでの時間を表している。(1)から(3)の同期処理を終えた後に、情報信号の伝送が可能となる。一般に、(1)から(3)の推定精度を向上させるため、図1.2に示すようにバーストの先頭(GSMでは中央)に既知信号を同期用の信号としてつけ加える。同期用の信号が多いと容易に同期を確立できるが、加入者の情報容量を制限することになる。例えば、1バーストの半分を同期信号が占めると加入者の情報容量は半分となり、等価的に周波数利用効率が1/2に低下する。従って、この同期用の

信号を短くできれば、周波数利用効率の向上が可能となる [41,45,48,65]。そこで本研究では、この同期用の信号を短くすることで等価的に周波数利用効率の向上を狙う。但し、単に同期用の信号を短くすると、各同期の推定精度が劣化する。そこで、同期用の信号を短くしても (1) から (3) の同期において高精度な推定を実現する、受信機の同期回路の初期同期の高速化が本研究の具体的な目的である。

移動通信システムにおいて移動機側で送信し、基地局受信を仮定した場合の装置概要を図1.5に示す。同図において、(1)から(3)の同期の機能を行うのは復調器の部分であり、それが本研究の扱う範囲となる。復調器全体の構成法は幾つかあるが、図1.5に示す同期回路配置はその代表的な1構成である。この復調器構成では、位相同期回路(1)は受信信号から推定した周波数と位相情報を抽出し、その情報に基づき受信信号から送信信号を復元する。復元された送信信号は、シンボル同期回路(2)により送信ビット系列に変換される。この出力ビット系列よりフレーム同期回路(3)はバーストの先頭を検出する。そのタイミング情報を基に復号ビット系列から各加入者の信号のみを選択して、復調器出力とする。この復調器の構成においては、(1)の位相同期回路がレイリーフェージングによる位相変動を推定し、その後に(2)や(3)の同期回路でバースト受信タイミングやシンボルタイミングを推定する。シンボルタイミングやバースト受信タイミングの変動は、主に端末に備えられた発振器の不安定性に起因している。ところが、現在市販されている発振器の安定性を考慮すると、シンボルタイミングやバースト受信タイミングの変動は極めて小さい。従って、(2)、(3)の同期回路は数フレームにわたる受信バーストを利用してタイミング推定することも可能である。これに対し(1)の同期回路は直接レイリーフェージングの影響を受けるため、各バーストごとに推定を行う必要がある。つまり、(1)の同期だけは各バーストの同期用ビット区間で推定を完結させる必要があり、推定精度は同期用ビットの数に大きく依存する。そこで、本研究では(1)の位相同期/等化の高速化を主な研究の目的とする。また、(2)と(3)の同期については簡単に言及するに留める。

図1.5に示したような移動通信システムを現実のものとするには、もう一つ重要な条件として、端末の「小型化と低消費電力化」がある。これは移動通信では特に重要な項目である。そこで、本節の冒頭で記述した本研究の目的を具体的に表現すると

「小型化と低消費電力化が可能で、高速同期特性をもつ、移動通信用の位相同期/等化技術の確立」となる。

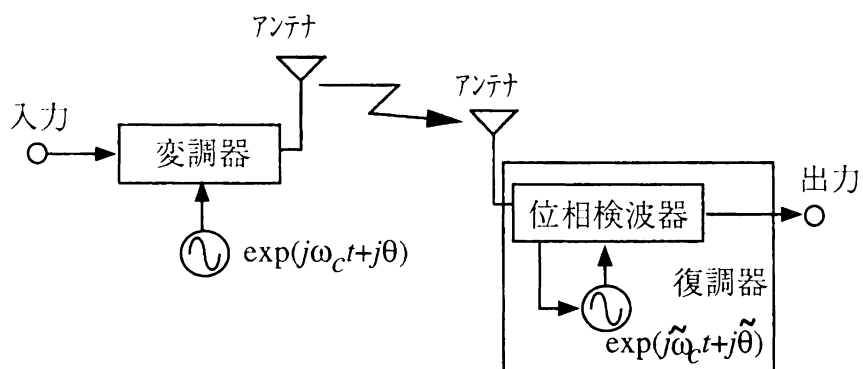


図 1.6 位相検波器

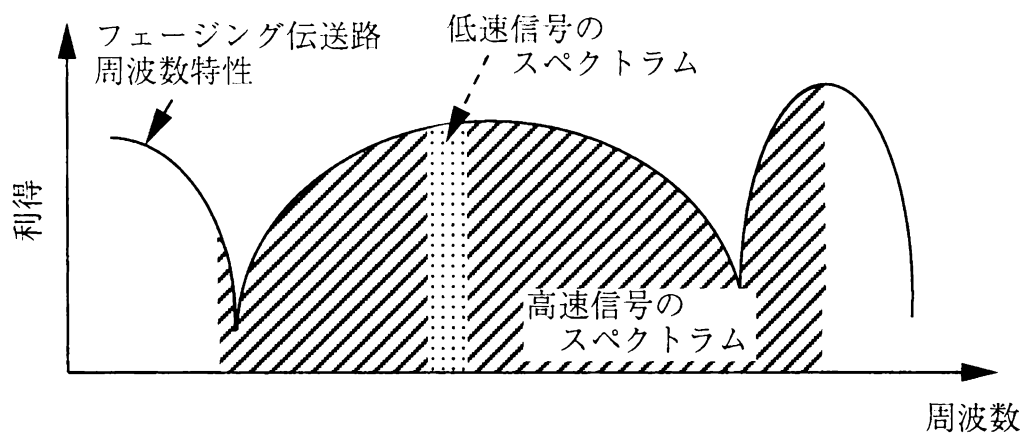


図 1.7 受信信号の周波数特性

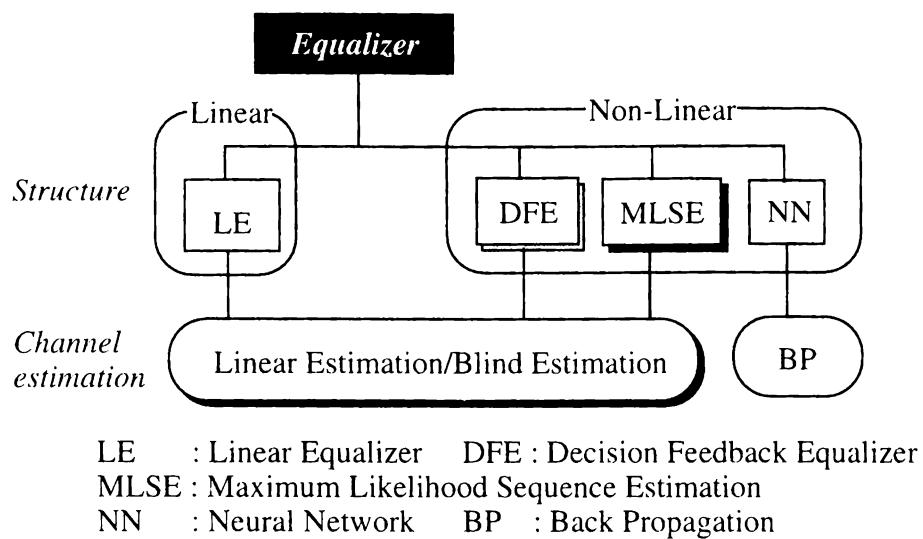


図 1.8 等化器の分類

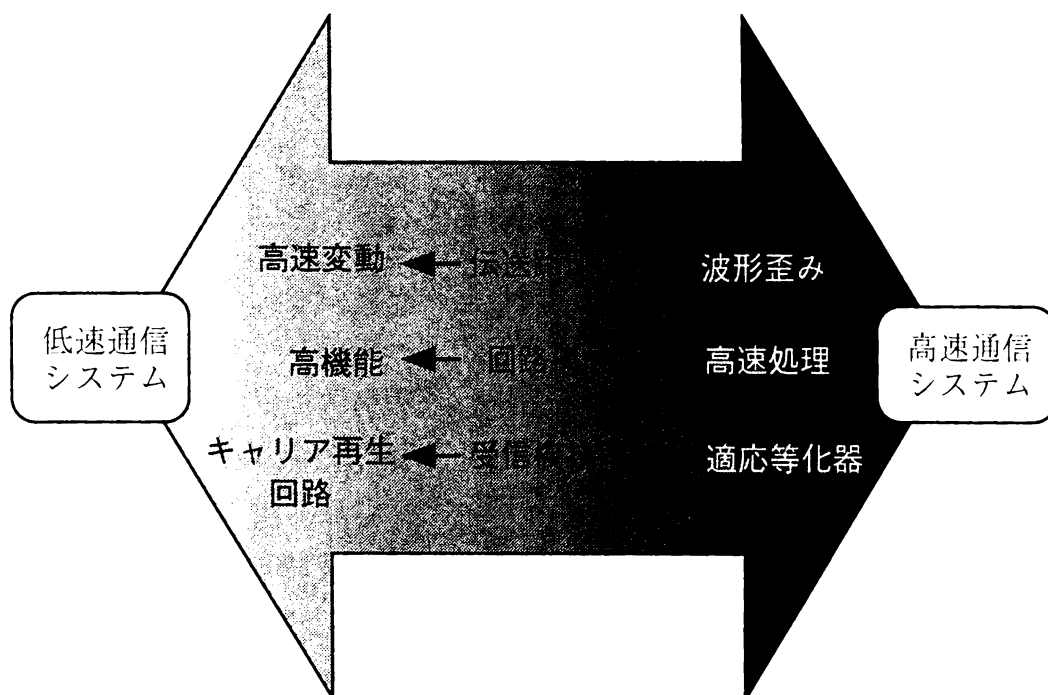


図 1.9 伝送速度に対する技術と課題

## 1.3 研究対象

### 位相検波器

図 1.6 に前節で言及した位相同期の原理を示す。図 1.6 は図 1.5 における変調器と位相同期部だけを抽出して描いている。すなわち、変調側では送信信号は角周波数  $\omega_c$  のキャリア信号  $\exp(j\omega_c t + j\theta)$  で無線周波数帯 (PHS なら 1.9GHz 帯) に変換され、受信機側では受信信号に  $\exp(j\tilde{\omega}_c t + j\tilde{\theta})$  を乗積して送信信号を復調する。これが位相検波器の基本的な役割である。ただし、 $j$  は虚数単位、 $\theta$  は局部発振器の初期位相、 $\sim$  は推定値を示している。正確に復調するには  $\tilde{\omega}_c$  と  $\omega_c$ 、 $\tilde{\theta}$  と  $\theta$  を一致させる必要がある。一般の無線通信システムでは受信機において正確な  $\omega_c$  や  $\theta$  を知るには、受信信号から推定する必要がある。この機能を果たすのが位相検波器であり、その有名な構成法に遅延検波と同期検波がある。遅延検波では 1 シンボル前の受信信号を参照信号とする。この場合、1 シンボル間の位相変動が小さければ、1 シンボル前の信号は基準信号としての条件である、 $\tilde{\omega}_c$  と  $\omega_c$ 、 $\tilde{\theta}$  と  $\theta$  の一致を自動的に満足するため、復調信号を得ることが可能となる。但し、受信信号に雑音が含まれていると、基準信号にも当然雑音が混入し復調特性を劣化させる。これに対し、同期検波は受信信号成分に含まれる雑音成分を除去し、精度よく送信側のキャリア信号を再生、すなわち  $\omega_c$ 、 $\theta$  を推定して受信信号に乗積し高品質な復調信号を得る。このキャリア再生を高速に行えれば、前述のように高い周波数利用効率を達成できる。そこで、本論文では  $\omega_c$ 、 $\theta$  推定を高速に行う位相検波器を研究の対象としている。

### 適応等化器

図 1.4 で示した時間波形は無線伝送路に特性劣化要因がない場合の受信信号であって、原理的に移動通信のような多重波伝搬路には周波数特性があり、受信信号はこの影響を受けることになる。図 1.7 に無線伝送路の周波数特性の一例を示す。同図のような平坦でない周波数特性は受信信号に波形歪み発生させる原因となる。ところが、原理的には周波数特性があっても狭帯域伝送の場合、伝送帯域内における周波数特性の傾斜は小さく伝送特性に大きな影響は与えない。これに対し、広帯域伝送の場合には周波数特性の影響が顕著に現れ、伝送特性を著しく劣化させる。この劣化の強力な補償法として適応等化器がある。適応等化器構成法の分類を図 1.8 に示す。線形等化器 (Linear Equalizer : LE) は周波数特性を補償するデジタルフィルタであって、アナログ群遅延等化器を発展させた構成と見なすことができる。線形等化器の等化能力を向上させた非線形等化器として、いくつかの構成が知られている。その中でも判定帰還型等化器 (DFE: Decision Feedback Equalizer) や最尤系列推定 (MLSE: Maximum Likelihood Sequence Estimation) 型等化器



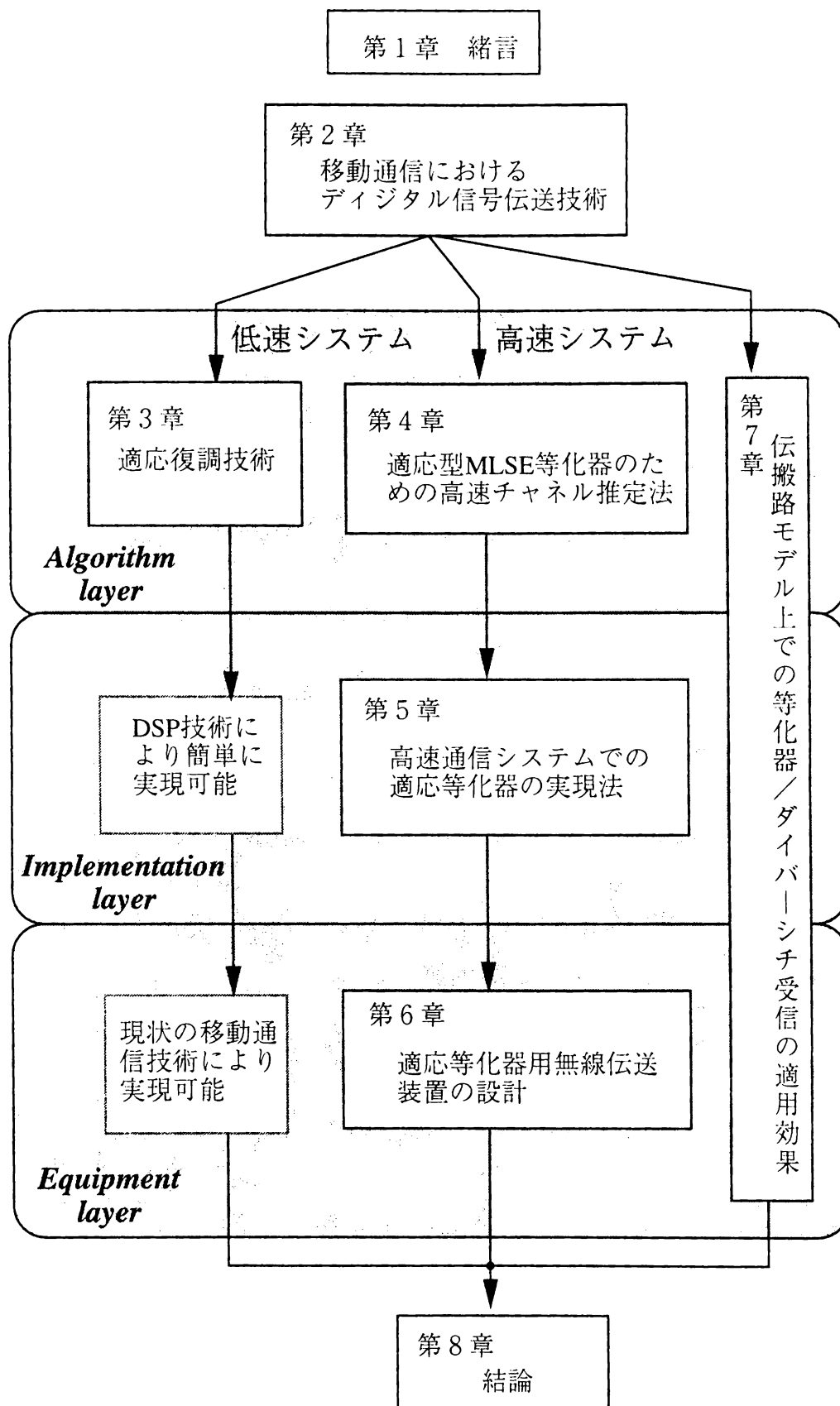


図 1.10 論文の構成

は移動通信環境でも優れた特性を発揮する。ただし、優れた等化特性を得るには伝送路の周波数特性を正確に推定できていることが前提となる。一般に、等化器においても周波数特性推定の精度を高くするため、同期用のビットを利用する。従って、この場合においても周波数特性を高速に推定できれば、同期用のビットを短くでき、位相検波器の場合と同様に周波数利用効率の向上が可能となる。

そこで本論文では、高い等化能力を得るため等化器としては主にMLSE型等化器を研究の対象とし、その周波数特性推定(伝送路推定)の高速化、すなわち高速同期を研究の目標とする。

## 1.4 論文の概要

本論文では、前節に示した目的を達成するため、基礎となるアルゴリズムの検討から、ハードウェア実現手段、さらにシステム導入をめざした装置化までのすべての範囲を網羅している。また、幅広い移動通信システムへの適用を考慮し、低速から高速まで幅広い伝送速度を検討対象としている。前節で述べたように、伝送速度に応じて必要とされる技術が異なる。伝送速度に対する技術的要求を図1.9にまとめて示す。同図に示すように、低速通信システムではレイリーフェージングへの追従性が問題になるが、伝送路の周波数特性に起因した受信信号の波形歪みの問題や処理速度は比較的重要な問題とはならない。従って、高速なレイリーフェージングに追従できるキャリア再生回路の構成法が重要な研究課題となる。一方、高速通信システムでは波形歪みによる劣化が大きな問題となり、これを補償する適応等化器の構成法が非常に重要な課題となる。当然、信号処理も高速に実行する必要があるため、ハードウェアの構成法もまた重要な検討項目となる。そこで、図1.9に示した伝送速度と技術要求の関係を鑑みながら検討を進める。

本論文の構成を図1.10に示す。本論文の基本的な流れは、低速通信システムにおける位相同期回路の研究、次に高速通信システムにおける適応等化器の研究、そして等化器のハードウェア実現法、等化器を搭載できる装置構成法、最後に適応等化器の実システムにおける評価法という順序で論じていく。各章では各通信システムに固有の要求条件の基でアルゴリズムの提案、効率的なハードウェア構成方法を提案していく。ただし、すべての章において一貫する主張点は「高速同期」と「実現性の高さ」である。すなわち、本論文では幅広い通信システムにおいて、高速同期が可能で移動通信に適用できるほど簡易な構成のアルゴリズム、ハードウェア構成を提案しその特性を論じる。

まず第2章では、移動通信における主なデジタル信号伝送技術として、変復調技術と適応等化技術、ダイバーシチ受信技術<sup>[12]</sup>、その他の周辺技術、加えてその装置構成法について、現在までに提案されている技術を概説すると共にその問題点を明らかにする。

第3章では、低速な移動通信システムを想定して復調器における位相検波器の高速同期法について述べる。まず、加法的白色ガウス雑音(AWGN: Additive White Gaussian Noise)伝送路で遅延検波より優れた特性を有する同期検波<sup>[8]</sup>を取り上げ、高速キャリア再生法としてRLS (Recursive Least Squares) 位相制御法を提案する。そして、提案法の収束特性および追従特性を理論的に求める。さらに、提案法を適用した検波器を製作し、16QAM (Quadrature Amplitude Modulation)<sup>[9]</sup>を適用した伝送系において、その同期特性と復調特性をハードウェア実験により検証する。次に、比較的簡易な構成で実現できる遅延検波器を取り上げ、その高速な周波数オフセット補償法にRLS 位相制御法を応用し、特性を理論と実験の両面から検証する。

第4章では、高速な通信システムにおいて復調器に必須となる適応等化器の高速同期アルゴリズムについて述べる。適応等化器としては無線伝送路で極めて高い等化特性を持つ適応型MLSE等化器<sup>[6,7]</sup>を取り上げ、その伝送路推定法として簡易な構成で高速同期が可能なVLMS(Variable-gain Least Mean Squares) アルゴリズムを提案する。一方、VLMS アルゴリズムが前提とするシンボル間隔サンプリングの適応型MLSE等化器ではサンプリング位相が最適点から変移すると特性が劣化する<sup>[17]</sup>。そこで、VLMS アルゴリズムの基本概念をサンプリング位相感度の低い分数間隔サンプリングの構造<sup>[16]</sup>へ拡張する。そして、上記のアルゴリズムの特性を理論的に解析するとともに、このアルゴリズムを搭載した等化器をDSP(Digital Signal Processor)上で実現し、その優れた同期特性、復調特性を室内実験により検証する。

第5章では、第4章で述べた適応等化器の効率的なハードウェア構成法を提案する。特に、高速移動通信システムに適した効率的な実現法を提案する。まず、PHS 程度の比較的低速なシステムを前提として、 $\pi/4$ -QPSK( $\pi/4$  shift Quadrature Phase Shift Keying) 変調方式<sup>[11,15]</sup>への分数間隔サンプリングの適応型MLSE等化器の適用性を明らかにし、パイプライン処理を適用した効率的な構成法を提案する。さらなる高速信号伝送への適用を前提として、並列処理を基礎とした適応型MLSE等化器の構成法を提案する。実際に等化器をFPGA(Field Programmable Gate Array)を用いて試作し、室内実験によりその特性を評価した結果を述べる。FPGAを用いて試作した等化器をさらにASIC(Application Specific Integrated Circuit)で実現し、高速動作特性を検証する。

第6章では、実際に無線伝送装置を実現する場合に必要な周辺技術の構成法を述べる。レイリーフェージング環境下では特性改善効果の著しい空間ダイバーシチ受信に、適応等化器を効果的に組み合わせる構成法として、適応型MLSE等化器と最大比合成(MRC: Maximal Ratio Combining)<sup>[5]</sup>ダイバーシチ受信の融合法と、ダイバーシチ構成のDFE<sup>[57]</sup>

59]における高速引き込みアルゴリズムを提案する。一方、変復調装置の不完全性補償法として、アナログ準同期検波器出力である同相と直交信号の直交性誤差とゲインアンバランス同時補償法にCMA(Constant Modulus Algorithm)<sup>[102]</sup>を適用する構成を提案する。加えて、TDMA 復調器に必要となるその他の同期回路<sup>[18]</sup>、例えばシンボル同期(BTR: Bit Timing Recovery)回路、伝搬路で発生する包絡線変動を吸収するAGC(Automatic Gain Control)増幅器の高速TDMAシステムでの構成法を提案する。実際に、6.144Mbit/sの変復調装置を試作し、BTRやAGCの特性をハードウェア実験を通して明らかにする。

第7章では、伝搬実験を基に提案された伝搬モデルを用いて適応等化器あるいはダイバーシチ受信の効果を評価する。そのシステム例としてPHSを取り上げ、現状のPHSエアインタフェース(Air Interface)や端末の構成を変えることなく、ダイバーシチ受信や適応等化器がPHS基地局に適用可能であることを示す。特に、郊外でのPHSの経済化につながるセル<sup>[注1.2]</sup>拡大に有効であることを定量的に示す。

第8章では、提案技術による移動通信の高品質化、あるいは移動通信環境における高速通信の可能性について述べ、本論文の結論とする。

---

注1.2: PHSのように1つの基地局の電波の届く範囲が小さい小ゾーン構成は、各ゾーンが細胞(セル)に似ていることからセルラーシステムと呼ばれる。この時、ゾーンはセルと呼ばれる<sup>[34]</sup>。



## 第2章 移動通信におけるデジタル信号伝送技術

### 2.1 はじめに

移動通信システムには前章で述べたように周波数の利用効率の向上に加えて、端末あるいは基地局の「小型化、低消費電力化」という要求条件がある<sup>[34]</sup>。端末の移動の容易さや、バッテリー充電間隔の延伸が望まれる移動通信においては、この要求条件は変復調装置に限らず携帯端末全体に対して突きつけられる。<sup>[13]</sup>。従って、端末において電力消費の激しい電力増幅器の出力電力を低く抑えることが望ましい。ところが、電力増幅器の出力電力を低く設計すれば、端末の送信電力が低下し、端末の電波の届く距離が短くなる。従って、一つの基地局と通信できる地域が小さくなり、ゾーン半径を小さく設計せねばならない。すると、サービスエリア内での基地局数が増加し、結果的にシステムコストを増大させる。一方、端末送信電力が低い場合でも、基地局側での受信感度を向上できれば、ゾーン半径を大きくできる可能性がある。そこで、低い受信電力でも高い通信品質を実現する変復調装置の研究が重要な課題となる<sup>[13]</sup>。加えて、端末の動きに伴って発生するレイリーフェージングは移動通信伝送路に独特の特徴であって、従来の無線通信技術の安易な適用を阻むものであり、これを克服するためには移動通信に特化した変復調技術の研究が必要となる。特に、高速変動するレイリーフェージング伝送路への追従性の向上が重要な課題となる。さらに、移動通信において高速通信を行う場合、伝搬路は図1.7に示したような周波数選択性を持つレイリーフェージング、すなわちマルチパスレイリーフェージングを受ける。従って、変復調技術に加えて無線通信における強力なマルチパスレイリーフェージング補償技術であるダイバーシチ受信<sup>[12]</sup>、適応等化器<sup>[7]</sup>の性能向上も重要な研究課題となる。

一方、基地局構成の経済性よりアクセス方式としてTDMAを利用する場合には、前章で述べたように周波数利用効率の向上のため、受信機に「高速同期特性」が要求される。これは装置全体に対する要求であり、前章で述べたように(1)位相同期/等化、(2)シンボル同期、(3)フレーム同期、すべてに高速同期が必要とされる。TDMAは衛星通信<sup>[22]</sup>において最初に利用され、変復調技術を初めとして研究開発が進められた。しかしながら、システム要求条件が異なる衛星通信において開発された技術を、レイリーフェージングが発生する劣悪な環境を伝搬路とする移動通信へ直接適用することは困難である。

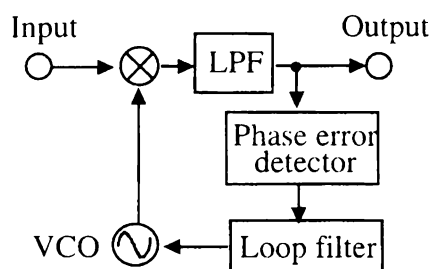
従来、これらの要求条件を満足させるべく多くの研究がなされ、これらを基礎として現在の移動通信システムが実現されている。ただ、加入者が急速に増大している移動通信ではさらなる周波数利用効率の向上が必要となる。加えて、次世代のマルチメディア通信の実現には、移動通信の高品質化や高速化が必要となる。そこで、現状の移動通信技術を調査し、高品質化や高速化に向けての現状技術の課題や問題点を明確にすることは非常に重要であると思われる。

そこで以下では、移動通信において重要な役割を果たす変復調技術、適応等化技術、ダイバーシチ受信技術について、これまで提案された技術を概説し、その問題点および課題を明らかにする。

## 2.2 変復調技術

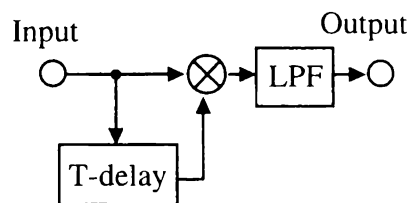
移動通信におけるデジタル変調方式としては、周波数利用効率あるいは電力増幅器の効率を考慮してGMSK<sup>[25]</sup>あるいはQPSK(Quadrature Phase Shift Keying)<sup>[5]</sup>、 $\pi/4$ -QPSK<sup>[15]</sup>が検討されてきた。GMSKが1シンボルに1ビットの情報を乗せるのに対し、QPSKは1シンボルに2ビットの情報を乗せるため周波数利用効率の面ではQPSK系の方が優れている。ただし、GMSKはMSK(Minimum Shift Keying)を基本とする包絡線変動の少ない変調方式であるため、電力効率の高い非線形電力増幅器が利用できるが、線形変調であるQPSK系では線形増幅を行わねばならない。つまり、両者には一長一短があり、いずれも移動通信で実用化されている。例えば、GMSKは欧州の統一デジタル携帯電話システムであるGSMシステム、欧州のコードレスシステムであるDECT(Digital European Cordless Telecommunications)システムで用いられ、 $\pi/4$ -QPSKは米国のデジタルシステムDAMPS(Digital-Advanced-Mobile-Phone-Service, IS-136)あるいは日本のPHS、PDCで用いられている<sup>[33]</sup>。本研究では日本のシステムで実用化された $\pi/4$ -QPSK、あるいは $\pi/4$ -QPSKの基礎となるQPSKを検討の対象とした。

一般に、無線通信システムでは各加入者の情報は、変調操作により無線搬送波周波数帯に変換された後に送信アンテナから自由空間に放射される。自由空間を伝搬した送信信号は受信機のアンテナで受信され、復調器により送信情報に復元される。ここで、復調器では変調の時に用いた搬送波成分を正確に推定し、受信信号から除去することで信号を復元する。復調器において搬送波成分除去を行う位相検波方式として、固定無線システムあるいは衛星無線システムでは、Costas Loop<sup>[10,11]</sup>を用いたPLL(Phase Locked Loop)同期検波が適用されてきた。同期検波の構成を図2.1(a)に示す。この手法はループ内に一次フィルタを設けることで全体として二次フィルタが構成できるため、搬送波の



VCO: Voltage Controlled Oscillator

(a) 同期検波の構成例



LPF: Low pass filter

(b) 遅延検波の構成例

図 2.1 位相検波器の構成例

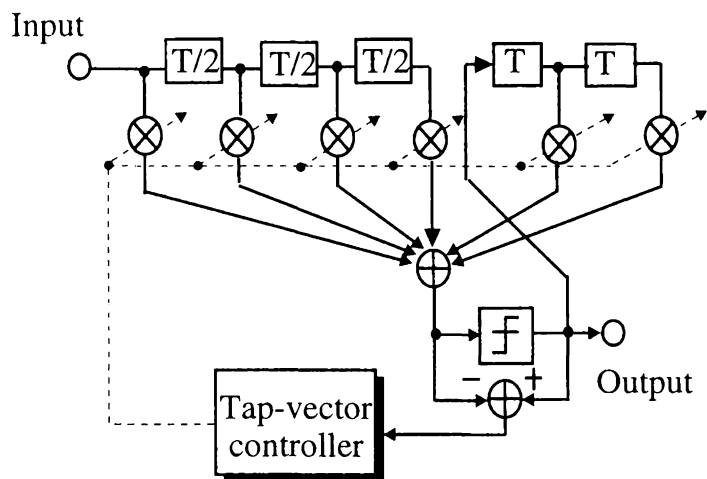
周波数と位相の両方を同時に推定でき、かつ搬送波周波数の変動にも追従することが可能であるため、このフィルタを最適設計することで優れた復調特性を得ることができる。ところが、初期同期に時間がかかること、レイリーフェージングに伴う高速な位相変動への追従性が不十分なことから、PLL 同期検波の TDMA 移動通信への適用は見送られてきた。

そこで、レイリーフェージングに伴う高速な位相変動（ランダム FM 雑音<sup>[12]</sup>）に起因した劣化まで抑圧できる、高速な位相変動追従機能をもつ遅延検波<sup>[5]</sup>の適用がまず検討された<sup>[36,37]</sup>。遅延検波の構成を図 2.1(b) に示す。遅延検波では受信信号を遅延素子 (T-delay) で 1 シンボル分遅延させ、現時刻の受信信号と乗積し、低域通過フィルタ (LPF: Low Pass Filter) を通過させることで復調信号を得る。つまり、遅延検波は 1 シンボル前の受信信号を基準信号とするため、2 シンボル目から復調可能という高速同期特性に加えて、位相変動に対する高速な追従特性も持っている<sup>[80]</sup>。ところが 1 シンボル間の位相差を検出する遅延検波は、原理的に入力信号の定常的な位相誤差の影響は受けないが、送受信機の発振器間の周波数誤差（以降、周波数オフセットと呼ぶ）のように受信信号の位相を時間変動させる因子により特性が劣化する。例えば、周波数オフセットは遅延検波後の信号に定常位相誤差として現れる。そこで多くの場合、遅延検波後の定常位相誤差を補正することで等価的に周波数同期 (AFC : Automatic Frequency Control) を行っている。この構成では、AFC 回路が完全に同期を確立した後に情報信号の伝送が可能になる。従って、遅延検波を適用する場合、位相同期を高速に達成するには、遅延検波だけでなく AFC 機能にも高速同期特性を持たせる必要がある<sup>[47]</sup>。

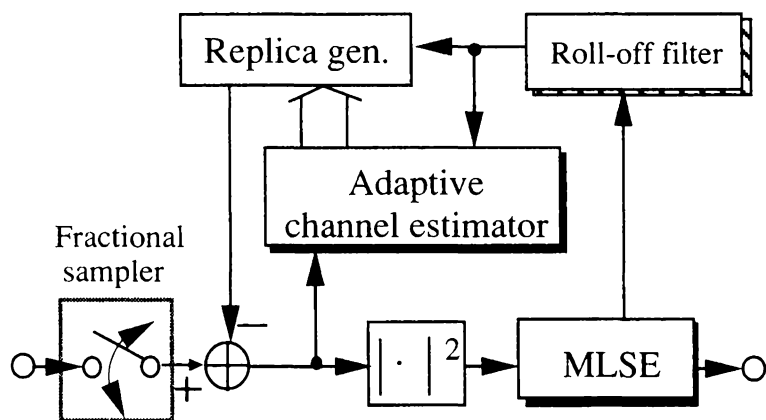


移動通信においても信号伝送速度が高速になるとランダムFM雑音に起因したフロア誤りが軽減され、むしろAWGNによる劣化の抑圧が課題となる。そこで、AWGN伝送路において遅延検波に比較して高品質な復調が可能な同期検波<sup>[5]</sup>が検討された。例えば、QPSKを初めとする位相変調方式では、情報は受信信号の位相成分のみにあるため、受信信号から位相情報のみを抽出し、ある時刻の受信シンボルの最適点からの位相誤差を次の受信シンボルから減算するACT (Adaptive Carrier Tracking)同期検波方式<sup>[39,40]</sup>が提案された。この方式は絶対位相の推定を行っている点では同期検波といえるが、本来の意味でのキャリア再生を伴わないため遅延検波と同等の特性しか達成できない。これに対し同期検波の特性が達成できる構成として、元来は短パケット衛星通信を対象としたグループ復調器<sup>[41,42]</sup>の適用が提案された<sup>[43]</sup>。この方式では、受信パケットを一旦、すべてメモリ回路に蓄えておき、通倍による変調成分の除去、最小自乗法に基づくキャリア変動の推定をメモリ回路内の全受信信号を用いて行い、得られたパラメータを用いて復調を行う。この方法は優れた復調特性を有するもののパケット長に比例して演算量が著しく増大する。これに対して、簡易型の同期検波実現法として内挿型同期検波方式<sup>[44]</sup>が提案された。この方式ではバーストの先頭と最後に既知信号を付加して送信し、復調時にはグループ復調器同様に1バースト分の受信信号をすべてメモリに蓄えておく。次に、既知信号区間において受信信号と既知信号との相関演算により、受信信号の絶対位相を推定する。そして、既知信号に挟まれた情報区間では、既知信号区間で得た絶対位相を内挿補間することで情報区間の信号の絶対位相を推定し、この推定位相を基に情報区間の信号の同期検波を実現する。この構成はグループ復調器に比べ遥かに簡易であるが、バーストに2つの既知パターンを必要とするため周波数利用効率が低下すること、グループ復調器同様に受信信号を蓄えるメモリの容量がバースト長に比例して大きくなるという欠点がある。また、大きなキャリア周波数オフセットがある場合、外部に周波数同期機能が必要となる。別の構成法として、TDMA衛星通信に適用されている逆変調方式を基本構成とした、OLRM (Open Loop Reverse Modulation)同期検波方式が提案された。この方式は、受信信号の搬送波を推定すると同時に受信信号を遅延させ、搬送波推定精度が高まった時点で受信信号に掛け合わせて信号の復調を行う。この方式はシフトレジスタ回路により信号の遅延ができるというデジタル回路の最大の特徴を利用し、フェージング変動への追従性を高めたものである。このOLRMもキャリア再生用のフィルタとして線形フィルタを適用しているため、周波数同期を外部に持つ必要がある。

前述のように、TDMAのようなバースト信号伝送を想定した場合には高速な同期特性が要求されるにもかかわらず、遅延検波でも同期検波においても、高速な位相同期が可



(a) 判定帰還型等化器 (DFE) の構成例



(b) MLSE 型等化器の構成例

図 2.2 適応等化器の構成例

能な構成法の提案は幾らかあるが、AFC まで含めた検討は報告されていない。実際、位相検波器において位相と周波数の両方が高速に同期しなければ、決して受信機全体の高速同期も達成されない。従って、この位相と周波数の高速同期という問題は周波数利用効率向上のための重要な課題となる。

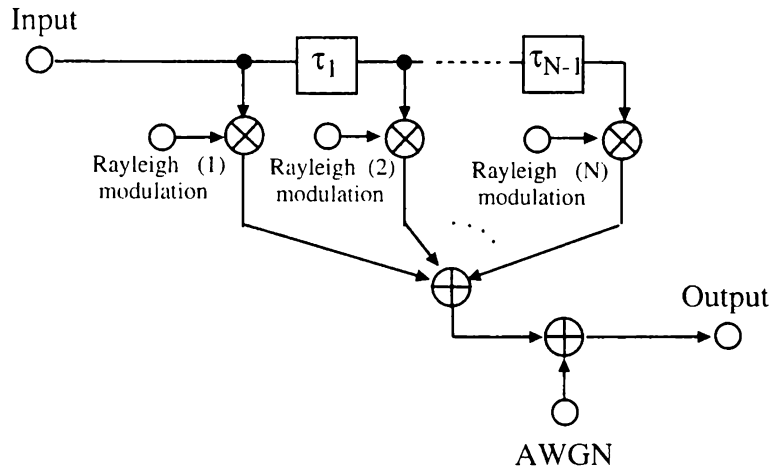
一方、さらに高速な信号伝送を行う場合には、伝送路の周波数特性により前章の図1.7に示したようなマルチパスレイリーフェージングが発生する。マルチパスレイリーフェージングにおいて図1.7のような深いノッチが発生する場合、受信電力が高くとも信号伝送特性が著しく劣化する。従って、高速信号伝送を行う場合にはマルチパスレイリーフェージング対策が重要な課題となる。そこで、変調方式を工夫することによるマルチパスレイリーフェージング対策として耐多重波変調が提案された<sup>[53]</sup>。これは変調信号に予め冗長な伝送路符号化を行うことで、1シンボル以内の遅延波を利用して伝送特性の向上を計ったものである。この方法は簡易な変復調器構成で実現でき、遅延波の存在下でインプリシットなダイバーシチ効果まで得られるという優れた特性を有している。ただし、冗長な符号化を行わねばならないという点で若干周波数利用効率を低下させるという問題も持っている。これ以外のマルチパスレイリーフェージング対策として適応等化器、ダイバーシチ受信があり、その移動通信環境下での効果的構成法も重要な検討項目となるが、それは次節以降で詳細に述べる。

## 2.3 適応等化器

伝送路の周波数特性を補償する適応等化器<sup>[54-56]</sup>は、無線に限らず有線においても古くから研究されており、最近では磁気媒体からの読み出しにも適用される応用範囲の広い研究対象である。このように広範囲の分野において古くから研究されてきたにもかかわらず、その構成は基本的には2種類しかない。すなわち、入力信号に畳込み操作を行うトランスバーサルフィルタ型<sup>[54,55]</sup>と、伝送路で畳み込まれた受信信号から送信符号系列を推定する系列推定型<sup>[60]</sup>である。この構造を基礎として様々な変形を加えた構成が提案されているが、移動伝送路で優れた等化特性をもつ基本構成はトランスバーサルフィルタ型であればDFE<sup>[57,58]</sup>、系列推定型であればMLSE型等化器<sup>[60,61]</sup>である。DFEとのMLSE型等化器の構成を図2.2に示す。DFEは受信信号を入力とするトランスバーサルフィルタと、等化後の信号の硬判定結果を入力とするトランスバーサルフィルタから構成される。DFEはこの2つのトランスバーサルフィルタの出力を加算することで出力信号を得る。

---

注2.1: 伝送路の伝達関数の零点が全て単位円内にある条件を最小位相推移という。2波モデルでは、第一到来波の振幅が後続の到来波の振幅より大きい場合に相当する。



AWGN: Additive White Gaussian Noise

図 2.3 移動通信における伝送路モデル

DFEは硬判定結果を入力とするトランスバーサルフィルタの働きにより遅延波を強力に除去するため、特に最小位相推移条件<sup>[注2.1]</sup>において極めて優れた等化特性を示す。一方、マルチパスレイリーフェージング伝送路を図2.3に示すようなモデルで解釈すれば、受信信号は伝送路のインパルス応答による送信符号の畳込み符号化出力信号とみなせる。この時、畳込み符号に対する復号原理である最尤系列推定に基づき送信符号を推定するのがMLSE型等化器である。MLSE型等化器は最尤系列推定器の強力な復号能力により優れた等化特性を示す。特に、最小位相、非最小位相推移の条件にほとんど依存せず優れた等化能力を示すため、DFEよりも優れた特性を示す。ちなみに、最尤系列推定を効率的に実現するため、ほとんどの場合ビタビアルゴリズム<sup>[62]</sup>が適用される。その場合にはビタビ等化器とも呼ばれる。この時、ビタビアルゴリズムを使う以上、拘束長が大きくなると演算量が指数関数的に増大するという問題を潜在的に持っている。

DFEをTDMA移動通信システムに適用する場合、DFEには高い等化能力に加えて、前章で述べたように高速な同期特性と高い追従性を備えることが望ましい。そこで、DFEの同期特性を決めるトランスバーサルフィルタのタップ係数推定アルゴリズムについて多くの検討がなされた。例えば、RLSアルゴリズム<sup>[1]</sup>あるいは、UD(Upper Triangular Matrix and Diagonal Matrix)分解RLSアルゴリズム<sup>[1]</sup>、LMS(Least Mean Square)アルゴリズム<sup>[63]</sup>等の適用が検討された<sup>[64,65]</sup>。LMSアルゴリズムは最急降下法の近似として与えら

れ、簡易な構成で実現できるものの高速収束が困難であるため、TDMA 移動通信への適用は困難とされている。RLS アルゴリズムは線形伝送路に対する最適解を与える正規方程式を各時刻において逐次的に求める方法であり、各時刻で求めうる最適解を算出するため高速な引き込み特性が実現できる。従って、TDMA 移動通信においてほとんどの場合、RLS アルゴリズムの適用が検討されてきた。UD 分解 RLS アルゴリズムは RLS アルゴリズムにおけるビット感度に対する不安定性を避けるために考案されたが、原理的には RLS アルゴリズムと同様の特性を示す。すなわち、RLS を基礎とするアルゴリズムが最も有力な候補ではあるが、潜在的に LMS アルゴリズムに比較して演算量が多いという問題点がある。そこで、各バーストの先頭と最後に数十シンボルの既知パターンを挿入し、この部分だけで RLS アルゴリズムによるタップ係数推定を行い、得られたタップ係数の内挿補間により既知パターン間に挿入された情報シンボルの等化を行い、演算量を低減する方法が提案された<sup>[73]</sup>。この方法は多少の演算量低減効果があるものの、依然として RLS アルゴリズムを必須とし、複雑な数値演算が必要であることに変わりはない。1 シンボルを処理するために必要な数値演算処理が増大すれば、一般に CMOS (Complementary Metal Oxide Semiconductor) -LSI で設計される DSP の消費電力が増大するため、このような大きな数値演算が必要となる等化器を移動通信へ適用することは困難となる。

一方、その高い等化能力から MLSE 型等化器の移動通信への適用が検討された。前述のように MLSE 型等化器は伝送路のインパルス応答を用いて復号処理を行うが、通常伝送路のインパルス応答は未知であるため等化を実現するには、伝送路のインパルス応答を事前に推定しておく必要がある。ところが、移動通信ではレイリーフェージングにより伝送路環境が激しく変動するため、事前推定値を用いた場合には推定誤差が大きくなるという問題がある。そこで、系列推定と伝送路推定を同時に行うことで追従性を向上させた適応型 MLSE 等化器<sup>[61]</sup>の適用が検討された。さらにレイリーフェージングへの追従性を向上させる方法として、各生き残りパス毎に伝送路推定を行う状態毎推定法が提案された<sup>[89]</sup>。一方、適応型 MLSE 等化器の場合でも、周波数利用効率を向上させるため、伝送路のインパルス応答推定アルゴリズムに対して初期収束の高速化が検討された。すなわち、伝送路のインパルス応答を推定する伝送路推定器に、RLS や LMS アルゴリズム等の適応アルゴリズムの適用が検討された<sup>[65]</sup>。しかし、前述のように LMS アルゴリズムの初期引き込みの悪さや、RLS アルゴリズムの演算量の多さという問題は適応型 MLSE 等化器でも発生する。ただし、LMS アルゴリズムは初期収束を高速化するため、ステップサイズを大きくして使用されることがある。これは、適応型 MLSE 等化器の伝送路推定器ではアルゴリズムが発散しにくいためである。ただし、ステップサイズを大きくす

ることで等化特性が劣化するという問題は発生する．等化特性の劣化なしに高速同期特性を実現し、かつ演算量を低減する方法として、トレーニング区間はRLSアルゴリズムを適用し、データ区間ではLMSアルゴリズムに切り替えるEILS(Ensemble-averaged Inverse-matrix Least Squares)<sup>[67,68]</sup>やLMSアルゴリズムの定常的な変動項を推定するQT(Quick Tracking)-LMSアルゴリズム<sup>[70,71]</sup>が提案された．QT-LMSは高次元推定により適応性を向上できるが<sup>[69]</sup>、次元数分のLMSアルゴリズムを必要とするため回路規模の増大を招く．EILSアルゴリズムは初期収束期間と追従期間で適応アルゴリズムをRLSからLMSアルゴリズムに切り替えるため、ある程度演算量低減効果があるが、RLSアルゴリズムを必要とすることに変わりはなく、回路規模の問題は依然として残る．また、GSMに適用するMLSE型等化器を対象として、トレーニング信号系列の自己相関行列の逆行列を予め計算しメモリに蓄えておき、実際に信号処理を行う場合にはメモリのデータと受信トレーニング系列の相関演算により伝送路のインパルス応答推定を行い、データ区間では係数更新を行わないLSSE(Least Square Sequence Estimation)<sup>[72]</sup>が提案されている．この構成は高速かつ簡易に伝送路推定を行えるが、データ区間で係数更新しないため等化特性が劣化すること、長いバーストを適用したシステムには適用できないという問題点がある．

以上述べた研究動向からも分かるように、DFEあるいはMLSE型等化器のいずれの場合でも、等化特性および収束特性の大幅な劣化なく演算を簡略化することが重要な課題となる．特に、高速同期の鍵を握る適応アルゴリズムの改良は、移動通信の高品質化だけでなく、等化器の移動通信における実現性をも左右する重要な検討項目である．また、等化特性だけの観点からはMLSE型等化器がDFEより優れているが、伝送路のインパルス応答の分散、すなわち遅延スプレッドの増大と共に演算量が指数関数的に増大するという問題もある．従って、MLSEの演算量を低減すると共に効果的なDFEの実現法を探ることも重要な課題となる．

このように複雑な演算を必要とする適応等化器を実用のものとするには、構成やアルゴリズムの検討に加えて、ハードウェア実現方法まで検討する必要がある．実際、適応等化器の実現例としては古くIF(Intermediate Frequency)帯のアナログ共振回路で実現されたものから<sup>[10]</sup>、現在では地上系の大容量無線中継系のためのLSI<sup>[76]</sup>、有線系のモデム用としてDSPにより実現されたもの等、多くの開発例がある．さらに、最近では、CATV(Cable Television)用の高速多値変調を対象としたLSIも多く開発されている．しかし、ほとんどはAWGN伝送路のような比較的安定した伝送路をもつ、連続系のシステムへの適用例である．移動通信への適用例としては現在(1999年)、世界最大のデジタル

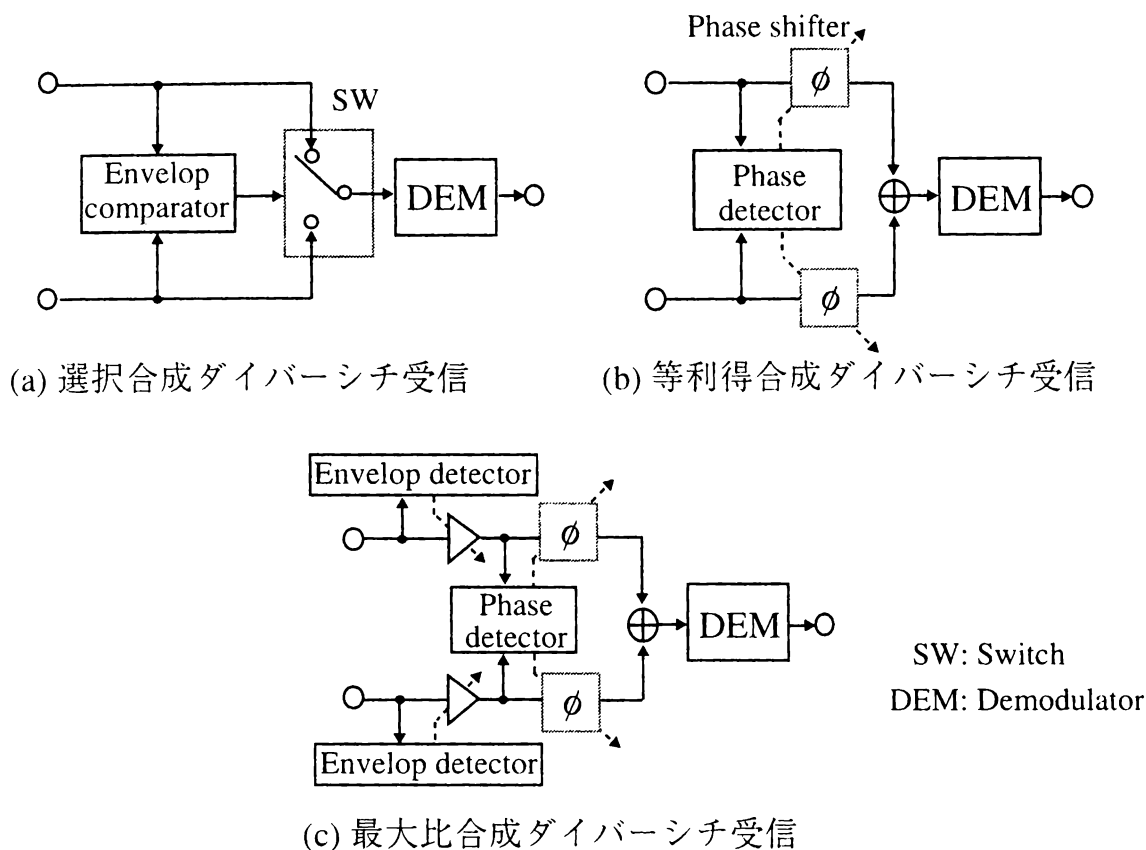


図 2.4 ダイバーシチ受信機の構成法

携帯電話システムである GSM<sup>[117,118]</sup> に DSP により実現された MLSE 型等化器<sup>[74,75]</sup> が実用化されている<sup>[34]</sup>。GSM では GMSK 変調を用いて 270kbit/s の無線伝送速度でサービスを提供しているため等化器を必須としているが、1 加入者当たりの伝送速度は 24kbit/s と比較的低速であるため、DSP1 チップで容易に実現可能であった。これ以外の移動通信システムでは無線伝送速度が低いことと消費電力の観点から適応等化器の実用は見合わされている。しかし、将来のマルチメディア移動通信の実現には、無線伝送速度の高速化は必須の課題である。従って、効率的な適応等化器の実現方法を検討することは重要な課題となる<sup>[77-79]</sup>。ところが、現状では DSP 1 チップで実現する以外、有効な実現方法が示されておらず、効率的な実現法を探ることは非常に重要な課題である。

## 2.4 ダイバーシチ受信

ダイバーシチ受信<sup>[12]</sup>は移動通信に限らず無線通信において極めて有効な伝送特性改善技術であるため<sup>[10,11]</sup>、固定無線通信、衛星通信等数において限らない検討、あるいは実用例がある<sup>[85,86]</sup>。特に、伝送路で高速なレイリーフェージングが発生する移動通信において、ダイバーシチ受信は受信信号の確率密度分布を改善し、著しい特性向上が図れる必須の技術である<sup>[12]</sup>。良く知られているように、ダイバーシチ受信の実現方法には(a) 選択合成 (SC : Selection Combining)、(b) 等利得合成 (EGC : Equal Gain Combining)、(c) 最大比合成 (MRC) があり<sup>[5]</sup>、最大比合成が最も優れた伝送特性を示す。選択合成ダイバーシチ受信は等利得合成や最大比合成に伝送特性の面では及ばないものの、構成の簡易さという利点をもつ。等利得合成ダイバーシチ受信は構成の複雑さと伝送特性の両面において、最大比合成と選択合成の中間の特性をもっている。各ダイバーシチ受信方式の構成を図 2.4 に示す。ただし、移動通信では構成の簡易さが要求されるため選択合成法が、デジタルシステムの研究の当初は最も多く検討された。選択合成法の実現手段としては、当初最も簡易な構成法である、アンテナ切り替えダイバーシチ受信が検討されたが、切替えの際のクリック雑音によって通信品質が劣化するため、現状のシステムでは検波後選択合成ダイバーシチ受信<sup>[80]</sup>が多く採用されている。この検波後選択合成ダイバーシチ受信の基本構成を維持したまま、できる限り品質を最大比合成ダイバーシチ受信に近づけるため、検波後の信号に受信信号電力に比例した重み付けを行うことで1.5dB程度の特性格改善を図る方法が提案されている<sup>[81]</sup>。この方法は実際に PHS や PDC システムに適用され、優れた特性は商用システムにおいても実証されている。また送受信で同一の周波数を利用し、送受信のタイミングだけをずらして通信する TDD(Time Division Duplex) システムを前提として、ダイバーシチアンテナを基地局側だけに装備することで、基地局と端末の両方でダイバーシチ受信効果が得られる送信ダイバーシチが提案されている。送信ダイバーシチは送受信で同一周波数を用いる TDD の特徴を生かし、無線伝送路の可逆性を上手に利用して端末の装置構成を簡易化できる。具体的には、基地局受信時には通常のダイバーシチ受信、基地局送信時には受信時に用いたダイバーシチブランチを用いて送信する。これにより、基地局受信時に推定された良い方のブランチ(伝送路)を用いて信号を送信するため、ダイバーシチアンテナを備えていない端末でもダイバーシチ受信効果が得られる。送信ダイバーシチはTDDを適用しているPHSで実用化されている。一方、ダイバーシチ受信と他の技術、例えば前述の等化器との結合によって相乗効果的に特性改善が図れることも知られており、理論的あるいは室内実験レベルではその優れ



た特性が検証されている [30,110]。ただ、ダイバーシチ受信と等化器を組み合わせた場合にはアンテナの本数倍に回路規模が増大し、その引き込み特性も若干ながら劣化する。従って、この結合を考える場合には回路規模の低減<sup>[87,88]</sup>、あるいは引き込特性の改善が最も大きな検討課題となる。

## 2.5 周辺技術とその装置化

移動通信システムにおける無線伝送装置を設計する場合には、前節までの移動通信における主要な技術に加えて、これらを支える周辺技術も重要な検討項目である。特に、伝送路において非常に変動の激しいレイリーフェージングが発生する移動通信では、安定な復調操作を支える周辺技術の確立は重要な検討課題となる。また、小型化が必須の要求条件である移動通信では、装置実装方法も非常に重要な検討課題である。

送信機側では、GMSK や  $\pi/4$ -QPSK 直交変調器の小型化と低消費電力化のため回路の LSI 化が図られ、多くの商品が世に出ている。現在では変調器だけでなく、周波数変換器、フィルタ類までが 1 チップ LSI に集積されている。後は、電力増幅器の集積化を待つのみで、送信側の装置としてはほぼ完成の域に達したように感じられる。

受信機側では、上記の技術以外に LNA (Low Noise Amplifier) や受信側フィルタ、受信信号増幅、シンボル同期 (BTR)、フレーム同期機能が必要となる。LNA やフィルタは移動通信における加入者の増加に伴い研究開発が進み、非常に小型で高品質になっている。受信信号増幅とは、フェージング変動あるいは長区間変動により受信電力が変動しても A/D 変換器のダイナミックレンジ内に受信信号を増幅する機能をいう。従来の移動通信システムでは電力効率を考慮して非線形増幅器 (リミタ増幅器)<sup>[13]</sup> が適用されている。非線形増幅器が適用できるのは、GMSK や  $\pi/4$ -QPSK では信号空間ダイアグラムにおける単位円上に送信信号をマッピングするため、非線形増幅をしても特性が劣化しないためである。ところが高速通信を行う場合には、高速通信に必須の等化器が伝送路に完全な線形性を要求するため、非線形増幅器を利用することができない。従って、AGC 増幅器の適用を検討する必要がある。AGC 増幅器は等化器同様、TDMA 移動通信への適用例があまりないが、高速通信を考える場合には重要な検討項目である。一方、受信信号から最適サンプリングポイントを抽出する BTR の構成法としては、従来は受信信号をシンボルレートの 2 倍でサンプリングし遅延検波後の信号の符号遷移パターンからサンプリング位相誤差を検出し A/D 変換器にフィードバックする構成が良く採用されていた。これは遅延スプレッドの影響が無い場合には優れた構成であるが、遅延波が存在する場合にはサイクルスリップ<sup>[52]</sup>を起こす確率が非常に高くなる。従って、BTR の構成法も高速 TDMA においては重要な検討課題となる。

次章以降ではこれらの課題に対する検討結果を示す。

## 第3章 適応復調技術

### 3.1 はじめに

前章で述べたように、TDMA 移動通信システムでは周波数利用効率を向上させるため、各バーストに付加されている同期用の信号を短くすることが望ましい。そこで、復調器の同期特性の高速化が要求される。特に、バーストを受信するたびに初期引込みから同期を確立する必要がある位相検波器には高速な同期特性が要求される。この時、位相検波方式として遅延検波を用いた場合には高速位相同期が可能であるが、周波数同期機能を外部にもつ必要がある。従って、検波器全体として高速同期特性を得るには、この周波数同期 (AFC) を高速に行うことが重要となる。しかし、この要求条件を満足する有効な方法は示されていない。

同期検波の場合には送信搬送波の周波数と位相両方に同期を確立する必要がある。これは、同期検波では送信側の局部発振器と同一の周波数と初期位相をもつ搬送波を再生し、これを受信信号に乗積して復調信号を得るという構成をとるためである。良く知られた同期検波の実現法に Costas Loop や 逆変調を適用したものがあるが、周波数同期まで高速に行うことは困難である。この他に、グループ復調器の適用が提案されているが、小型化や低消費電力化が要求される移動通信への適用は難しい。また、位相同期の高速確立のため、適応アルゴリズムを適用した同期検波実現が提案されている。ただしこの場合の周波数の高速同期方法は示されていない。つまり、移動通信に適用可能な同期検波の実現法として位相同期を高速に行う方法は提案されているが、周波数同期までを高速に行う方法は未だ示されていない。

すなわち、周波数利用効率の向上の観点から位相検波器には高速同期特性が要求されるにも関わらず、遅延検波、同期検波のいずれの場合でも、周波数同期を含めた高速同期法は未だ示されていない。従って、周波数と位相の高速同期が可能で、かつ移動通信に適用できるほど小型で消費電力が低い可能な構成を探ることは、移動通信の周波数利用効率の向上の観点から非常に重要な研究課題である。

そこで本章は、高速な位相および周波数同期を達成するために RLS アルゴリズム<sup>[1]</sup>を位相検波器に適用することを提案し、その原理と具体的実現方法を述べる。また、実験およびシミュレーションにより得られた特性を示す。第3.2節においてまず、準同期検波用の位相検波方式として、周波数オフセット推定のための状態遷移係数を導入し、周波

数オフセットと位相誤差を同時にRLSアルゴリズムにより推定する新しい方法を定式化する．次に、提案するアルゴリズムの初期収束特性、追従特性を理論的に検証する．第3.3節では、このアルゴリズムの遅延検波器用AFC回路への適用法および、準同期検波器への適用法について述べる．準同期検波器を用いるシステムにおける変調方式として16QAM、遅延検波器用AFCには $\pi/4$ -QPSKを適用する．第3.4節では提案するアルゴリズムをDSP1チップで実現し、ハードウェア実験を行った結果について述べる．

## 3.2 RLS 適応位相制御

### 3.2.1 原理

図1.6に示す無線伝送系では、一般に受信機の局部発振器の発振周波数 $(2\pi)^{-1}\omega_c$ と送信機の発振器の発振周波数 $(2\pi)^{-1}\omega_c$ には周波数オフセット $\Delta f=(2\pi)^{-1}(\omega_c-\omega_c)$ が存在する．この時、 $j$ を虚数単位とすれば、受信信号 $U_k$ は以下のように表される．

$$U_k = D_k \exp \left( j \left( 2\pi \Delta f k T + \theta \right) \right) + W_k \quad (3.1)$$

式(3.1)において、添字 $k$ は時刻、 $D_k$ は送信信号、 $T$ はシンボル周期、 $\theta$ は初期位相誤差、 $W_k$ は受信機の初段に備えられた増幅器(LNA)によって付加された白色ガウス雑音を示している．式(3.1)における受信信号の周波数オフセットと位相誤差成分には明らかに以下に示す関係が成立する．

$$\exp \left( j \left( 2\pi \Delta f k T + \theta \right) \right) = \exp \left( j \left( 2\pi \Delta f (k-1) T + \theta \right) \right) \exp \left( j 2\pi \Delta f T \right) \quad (3.2)$$

すなわち、周波数オフセットが存在すると、受信信号の位相は時間に関して一次関数的

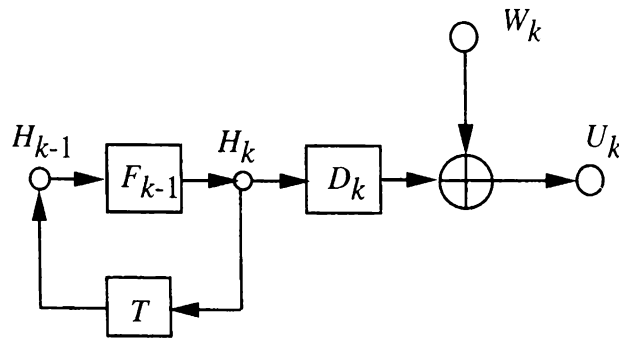


図 3.1 システムの構成図

に変動し、周波数オフセット  $\Delta f$  はこの一次関数における微分係数として現れる。周波数オフセットの存在により位相が時間の一次関数として変動する伝送路は AR (Auto-Regressive) モデル<sup>[100]</sup>によって表現できる。すなわち、式(3.2)において

$H_k = \exp(j(2\pi\Delta f kT + \theta))$ 、 $F_{k-1} = \exp(j2\pi\Delta f T)$  とおけば、式(3.2)は以下のようなモデルで数式表現できる。ただし、周波数オフセットの時間変動は一般に非常に小さいので、本論文では無視する。

$$H_k = H_{k-1} F_{k-1} \quad (3.3.1)$$

$$U_k = D_k H_k + W_k \quad (3.3.2)$$

式(3.2)からも明らかなように、状態遷移係数  $F_k$  は 1 シンボル間の位相遷移を表している。本章で扱う位相検波器は位相変動のみを取り扱うため  $H_k$ 、 $F_k$ 、 $D_k$ 、 $U_k$ 、 $W_k$  はすべて複素スカラー量で表現される。すなわち、式(3.3.1)は位相状態  $H_k$  がシンボル毎に状態遷移係数分だけ変動することを示しており、式(3.3.2)はこの位相状態が観測される場合には受信機で発生する白色ガウス熱雑音  $W_k$  が加算されて検出されることを示している。この AR モデルを図式化したものを図3.1に示す。同図において  $T$  は 1 シンボル遅延素子を意味する。実際のシステムにおける受信機では白色ガウス雑音が先に付加され、ベースバンド帯に変換される時に周波数オフセットが現れる。しかし、白色ガウス雑音は周波数オフセットによって統計的性質を変えないため、図3.1で伝送路がモデル化できる。伝送路が AR モデルで表現される場合、式(3.3.1)における状態遷移係数が既知の場合にはカルマンアルゴリズム<sup>[1]</sup>により正確な位相推定が実現できるが、状態遷移係数  $F_k$  が未知の場合には正確な伝送路推定は困難である。そこで式(3.3.1)と(3.3.2)に示す伝送路を通過した信号を正しく推定するために、 $F_k$  と  $H_k$  を同時に推定する新しい線形推定アルゴリズムを導出する。

状態遷移係数  $F_k$  は 1 シンボル間の位相変動量の平均値として定義できる。ところが、入力信号には変調成分が存在するため、そのままでは位相変動量を正しく推定することができない。一方、式(3.2)の両辺に送信信号  $D_k$  の電力をかけ合わせ、式(3.1)を代入すれば下記の式を得る。ただし、送信シンボル電力が一定の PSK 変調を想定し、右辺には  $|D_k|^2$  を左辺には  $|D_{k-1}|^2$  をかけ合わせる。

$$D_k^* U_k = D_{k-1}^* U_{k-1} F_{k-1} + W_{k-1}' \quad (3.4)$$

式(3.4)において、 $W_{k-1}' = D_k^* W_k - D_{k-1}^* W_{k-1}$  であり、 $*$  は複素共役を示している。式(3.4)は式(3.3.1)と(3.3.2)で定義したシステムモデルにおいて、入力信号と受信信号の相互相関

値の一シンボルごとの位相変動量が  $\arcsin(\text{Im}[F_k]/|F_k|)$  であることを示している。但し、 $\text{Im}[\bullet]$  と  $\arcsin(\bullet)$ 、 $|\bullet|$  は各々括弧内の虚数部、逆正弦、絶対値を示している。そこで、入力信号とトレーニング信号または識別信号との相互相関をとり、その1シンボル間の差分により  $F_k$  を求める<sup>[注3.1]</sup>。前述のように、本論文では周波数オフセットの時間変動はないとしたため、差分関数  $e_k^f$  は次式で定義できる。

$$e_k^f = \left( D_k U_k^* \right) - F_k^* \left( D_{k-1} U_{k-1}^* \right) \quad (3.5)$$

$F_k$  の推定に関して、高速な収束特性を実現するために指数重み付き RLS アルゴリズム<sup>[1]</sup>（この後、指数重み付きは省略する）を適用する。この時、式(3.5)から明らかなように、 $D_k U_k^*$  を所望信号、 $D_{k-1} U_{k-1}^*$  を入力信号と見なせば、 $F_k$  を推定するために必要となる自己相関と相互相関は各々次式で与えられる。

$$\Phi_f(k) = \lambda_f \Phi_f(k-1) + \left| D_{k-1} U_{k-1}^* \right|^2 \quad (3.6.1)$$

$$\Theta_f(k) = \lambda_f \Theta_f(k-1) + \left( D_k U_k^* \right) \left( D_{k-1} U_{k-1}^* \right)^* \quad (3.6.2)$$

上式で  $\lambda_f$  は  $F_k$  を推定する RLS アルゴリズムの忘却係数であり緩慢な変動に追従するために導入した。また、 $\Phi_f(k)$  は  $D_{k-1} U_{k-1}^*$  の自己相関値の指数重み付き積算値を示し、 $\Theta_f(k)$  は  $D_{k-1} U_{k-1}^*$  と、その1シンボル後の値  $D_k U_k^*$  との相互相関値の指数重み付き積算値を示している。式(3.6.1)と式(3.6.2)は  $\Phi_f(k)$  と  $\Theta_f(k)$  を逐次的に求めるための数式を示している。状態遷移係数  $F_k$  の推定は、式(3.5)で与えられる差分の指数重み付き自乗和  $\epsilon_k^f$  を評価関数とし、その最小値を与える  $F_k$  として求める。すなわち、

$$\epsilon_k^f = \sum_{i=0}^k \lambda_f^{k-i} \left| e_i^f \right|^2 = \sum_{i=0}^k \lambda_f^{k-i} \left| D_i U_i^* - F_k^* D_{i-1} U_{i-1}^* \right|^2 \quad (3.7)$$

より、最適  $F_k$  は次の方程式の解として与えられる。

$$\frac{\partial \epsilon_k^f}{\partial F_k^*} = -2 \sum_{i=0}^k \lambda_f^{k-i} \left\{ \left( D_i U_i^* \right) \left( D_{i-1} U_{i-1}^* \right)^* - F_k^* \left| D_{i-1} U_{i-1}^* \right|^2 \right\} = 0 \quad (3.8)$$

---

注3.1: 通常、逡倍により変調成分を除去し、 $F_k$  を推定する方法が知られているが、本手法と比較して逡倍雑音により推定精度が低下する。

式(3.8)の解は式(3.6.1)と(3.6.2)で逐次的に求められた係数を基に次式で求められる。

$$F_k^* = \Theta_f(k) \Phi_f(k)^{-1} \quad (3.9)$$

式(3.9)は正規方程式と呼ばれ、一般的には逆行列補助定理<sup>[1]</sup>を適用して求めることができる。ところが、式(3.6.1)より $\Phi_f(k)$ はスカラー量であるため、式(3.9)は逆行列演算を必要とせず、単なる除算演算により直接 $F_k$ を求めることが可能となる。前節での定義から明らかに、 $F_k$ は位相に関する時間の一次の変動項であり、その振幅は1である。そこで、 $F_k$ は式(3.9)で求めた解を、その絶対値により正規化して与える<sup>[注3.2]</sup>。

位相状態 $H_k$ は上記で得た $F_k$ を用いて次式のように更新される。

$$H_{k+1} = F_k H_k \quad (3.10)$$

状態遷移係数 $F_k$ が与えられると、位相状態は式(3.10)と式(3.9)により逐次的に推定することが可能となる。位相状態 $H_k$ を基準位相よりの位相誤差とみなすとその複素共役は位相補償アルゴリズムにおける位相補償量、すなわち入力信号に対する最適重み係数となる。その時、式(3.5)と同様に誤差関数 $e_k$ は次式で与えられる。

$$e_k = D_k - H_k^* U_k \quad (3.11)$$

ここで、時刻 $h$ から $k$ への位相変動量を示す関数として状態遷移関数 $\phi(k, h)$ を定義する。 $\phi(k, h)$ は状態遷移係数 $F_k$ の累乗により次式で与えられる。

$$\phi(k, h) = \prod_{i=h}^{k-1} F_i \quad (3.12)$$

$F_i$ はその絶対値により正規化されているので、 $\phi(k, h)$ は複素空間の単位円上にある。この時、RLSアルゴリズムは次式に示す重み付き自乗和の評価基準により重み係数を推定する。

$$\varepsilon_k = \sum_{i=0}^k \lambda_{\theta}^{k-i} |e_i|^2 = \sum_{i=0}^k \lambda_{\theta}^{k-i} \left| \phi(k, i) D_i - H_k^* U_i \right|^2 \quad (3.13)$$

$\lambda_{\theta}$ は位相推定のための忘却係数である。この時、重み係数 $H_k^*$ に関する最適解は次の方程式より求められる。

---

注3.2：誤解を招く恐れがないため、同じ $F_k$ という記号を使用する。

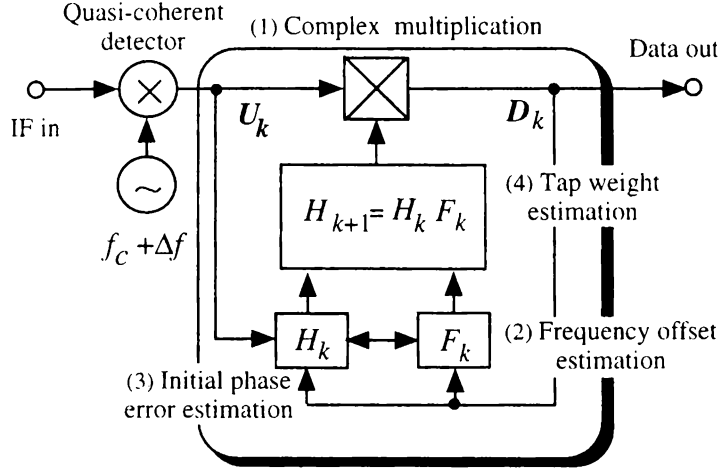


図 3.2 アルゴリズムの構成

$$\frac{\partial \varepsilon_k}{\partial H_k^*} = -2 \sum_{i=0}^k \lambda_{\theta}^{k-i} \left\{ D_i \phi(k, i) U_i^* - H_k^* |U_i|^2 \right\} = 0 \quad (3.14)$$

式 (3.14) の解は次式で求められる。

$$H_k^* = \Theta(k) \Phi(k)^{-1} \quad (3.15)$$

ここで、 $F_k$  の時間変動を無視すると以下のような関係が導ける。

$$\lambda_{\theta}^{k-i} \phi(k, i) = \lambda_{\theta}^{k-i} \prod_{j=i}^{k-1} F_j = \prod_{j=i}^{k-1} \lambda_{\theta} F_j = (\lambda_{\theta} F_k)^{k-i} \quad (3.16)$$

式 (3.16) を用いて、式 (3.15) における自己相関  $\Phi(k)$  と相互相関  $\Theta(k)$  は次式で与えられる。

$$\Phi(k) = \lambda_{\theta} \Phi(k-1) + |U_k|^2 \quad (3.17.1)$$

$$\Theta(k) = \lambda_{\theta} F_k \Theta(k-1) + D_k U_k^* \quad (3.17.2)$$

式 (3.17.1) の  $\Phi(k)$  は  $U_k$  の自己相関の指数重み付き積算値を示している。一方、1 シンボル間の位相変動量を示す  $F_k$  による指数重み付けは、過去に受信した信号に対して周波数オフセットによる位相回転補償を行なうことと等価である。従って、 $\Theta(k)$  は周波数オフセット補償された入力信号と  $D_k$  の相互相関の  $\lambda_{\theta}$  による指数重み付き積算値を示している。式 (3.17.1) と (3.17.2) では  $\Theta(k)$  と  $\Phi(k)$  を逐次的に求めるためのアルゴリズムを示して

いる． $H_k$ は状態遷移係数推定の場合と同様の理由により式(3.17.1)と(3.17.1)から逐次的に直接求めることが可能となる．最終的に、事前推定による重み係数 $H_{k+1}$ は式(3.10)、(3.15)より得られる．

### 3.2.2 構成

準同期検波された位相変調信号は、式(3.1)より次式のように変形できる．

$$U_k = \exp\left\{j\left(a_k + 2\pi\Delta f(kT) + \theta\right)\right\} = D_k \left\{\exp(j2\pi\Delta fT)\right\}^k \exp(j\theta) \quad (3.18)$$

ただし、 $D_k = \exp(ja_k)$ である．説明を簡単にするために式(3.18)では雑音の項を無視した．上式において $a_k$ は送信信号位相を示す．まず、周波数オフセットおよび初期位相誤差成分のみを抽出するため、入力信号と所望信号との相関をとり式(3.18)における $D_k$ を除去する．次に、1シンボル間のキャリア位相変動を表す状態遷移係数 $F_k$ を、相関値 $D_k U_k^*$ の1シンボル間の位相変動量を誤差とするRLSアルゴリズムにより推定する．次に、推定した周波数オフセット情報 $\exp(j2\pi\Delta fT)$ を基に入力信号 $U_k$ より式(3.18)の $\exp(j2\pi\Delta fT)$ を除去する．実際には入力信号 $U_k$ を係数 $\exp(j2\pi\Delta fT)$ により指数重み付けされたものとみなし、入力信号 $U_k$ に周波数オフセットによる位相誤差と逆位相の $\exp(-j2\pi\Delta fT)$ に忘却係数 $\lambda_\theta$ を乗算したもので相互相関を指数重み付けする．すなわち、 $\exp(-j2\pi k\Delta fT)$ による入力信号 $U_k$ への重み付け結果と、所望信号 $D_k$ との相互相関 $\Theta(k)$ を求める．その後、この相互相関と自己相関を用いるRLSアルゴリズムにより初期位相誤差 $\exp(j\theta)$ を推定する．最後に、得られた周波数オフセットと初期位相誤差情報を基に、次シンボルにおける最適位相補償のための重み係数を求める．ここまでの説明で $D_k$ は送信信号と説明してきたが、実際の通信ではすべての送信信号が既知であることはない．TDMA通信では第1章で述べたように各バーストには同期用の既知信号(これを今後トレーニング信号と呼ぶ)が送られるため、この区間では以上の説明がそのままあてはまる．しかし、情報信号区間では送信信号が未知であるため、送信信号 $D_k$ を推定する必要がある．そこで、初期位相と周波数オフセット成分を除去した復調信号を判別(識別)した信号を $D_k$ と見なすこととする．具体的には図3.2に示したような構成により位相補償を行なう．

- (1) 同期信号区間ではトレーニング信号を $D_k$ とし、情報区間では1時刻前に推定した重み係数 $H_k$ を入力信号に掛け合わせ識別し $D_k$ を得る．
- (2)  $D_k$ と入力信号 $U_k$ との相互相関をとり、この相関値の1シンボル間の位相変動より $F_k$ をRLSアルゴリズムにより推定する．



- (3)  $\lambda_{\theta} F_k$  を指数重みとする RLS アルゴリズムにより時刻  $k$  における位相誤差補償のための  $H_k$  を得る.
- (4)  $F_k$  と現在の重み係数  $H_k$  を掛け合わせることで次の時刻の重み係数  $H_{k+1}$  を得る.

### 3.3 動特性の解析

#### 3.3.1 初期収束特性

式(3.3.1)と(3.3.2)で表現された伝送路モデルを通過した信号は、具体的に次式で表される.

$$U_k = X_k + W_k = D_k \exp\left(j\left(2\pi \Delta f k T + \theta\right)\right) + W_k \quad (3.19)$$

上式において  $X_k$  は送信信号に位相回転のみが与えられた信号、 $\theta$  は初期位相誤差を示す. この時、 $F_k$  の推定に用いる誤差信号は次式で与えられる.

$$e_k^f = D_k U_k^* - F_k^* D_{k-1} U_{k-1}^* = \left\{ D_k X_k^* - F_k^* \left( D_{k-1} X_{k-1}^* \right) \right\} + \left\{ D_k W_k^* - F_k^* \left( D_{k-1} W_{k-1}^* \right) \right\} \quad (3.20)$$

右辺第一項は推定誤差、右辺第2項は白色ガウス雑音による項を示している. 白色ガウス雑音に起因した誤差の共分散  $\sigma_f^2$  は次のようになる.

$$\sigma_f^2 = \text{cov} \left[ D_k W_k^* - F_k^* \left( D_{k-1} W_{k-1}^* \right) \right] = E \left[ |W_k|^2 \right] + |F_k|^2 E \left[ |W_{k-1}|^2 \right] = 2\sigma^2 \quad (3.21)$$

上式において  $\text{cov}[\ ]$  は共分散をとること、 $E[\ ]$  は集合平均を意味している. また、 $\sigma^2$  は入力雑音  $W_k$  の分散を示している. ただし、雑音および送信信号は完全に白色化されていて相関は全くないとした. また簡単のため送信信号は位相変調信号であり、かつ雑音の影響が少なく受信信号レベルの平均値も一定である状況を仮定して、 $E \left[ |U_k|^2 \right] = 1$  とした.

この時、 $E \left[ |D_k U_k^*|^2 \right] = 1$  であるため自己相関  $\Phi_f(k)$  は次に示す簡易な数式により表現できる.

$$\Phi_f(k) = \sum_{i=0}^k \lambda^{k-i} \left| D_i U_i^* \right|^2 = \frac{1-\lambda_f^{k+1}}{1-\lambda_f} E \left[ |D_k U_k^*|^2 \right] = \frac{1-\lambda_f^{k+1}}{1-\lambda_f} \quad (3.22)$$

次に、状態遷移係数  $F_k$  の収束特性を最適重み係数  $F_{opt}$  からの分散により表現する。式 (3.22) より状態遷移係数  $F_k$  の共分散は次式で表現できる。

$$\begin{aligned}\text{cov}[F_k] &= E\left[\left|F_k - F_{opt}\right|^2\right] = \sigma_f^2 \Phi(k)^{-2} \sum_{i=0}^k \lambda^{2(k-i)} \left|D_i^* U_i\right|^2 = \sigma_f^2 \frac{1-\lambda_f^{2(k+1)}}{1-\lambda_f^2} \Phi(k)^{-2} \\ &= 2\sigma^2 \frac{1-\lambda_f}{1+\lambda_f} \left(1 + \frac{2}{\left(\lambda_f^{-1}\right)^{k+1} - 1}\right) \quad (\lambda_f \neq 1)\end{aligned}\quad (3.23)$$

一般に、忘却係数  $\lambda_f$  は 1 に近い値を用いるため、状態遷移係数の誤差の分散は受信シンボル数 (時間) に逆比例して収束する。

次に、状態遷移係数  $F_k$  の共分散を基に、時刻  $k$  における位相誤差  $\theta_k$  を RLS アルゴリズムにより推定し、位相誤差補償のための重み係数  $H_k$  の共分散を得る。まず、時刻  $k$  において推定された状態遷移関数を用いれば、周波数オフセット補償をうけた時刻  $i$  の入力信号  $S_i$  は次式のように表現できる。

$$S_i = \phi^*(k, i) U_i = \left\{ \phi_{opt}(k, i) + \Delta\phi(k, i) \right\}^* U_i \quad (3.24)$$

式 (3.24) において  $\phi_{opt}(k, i)$  は時刻  $k$  から  $i$  にわたる最適位相変動量であり、 $\Delta\phi_{opt}(k, i)$  は最適値と推定値間の位相誤差を示す。実際には  $\phi(k, i)$  は正規化されており、式 (3.24) の線形表現は最悪値を評価している。この時、式 (3.24) より時刻  $k$  における  $H_k$  の共分散  $K_k$  は次式で与えられる。

$$\begin{aligned}K_k &= \text{cov}[H_k] = E\left[\left(H_k - H_{opt}\right)^* \left(H_k - H_{opt}\right)\right] \\ &= \sigma^2 \sum_{i=0}^k \lambda_\theta^{2(k-i)} |S_i|^2 \Phi(k)^{-2} = \sigma^2 \sum_{i=0}^k \lambda_\theta^{2(k-i)} \left(1 + \text{cov}[\phi(k, i)]\right) \Phi(k)^{-2}\end{aligned}\quad (3.25)$$

式 (3.25) における  $\text{cov}[\phi(k, h)]$  は式 (3.23) より次式のように近似できる。

$$\begin{aligned}\text{cov}[\phi(k, h)] &= E\left[\left|\phi(k, h) - \phi_{opt}(k, h)\right|^2\right] = \left|\sum_{i=h}^k [F_i - F_{opt}]\right|^2 = \sum_{i=h}^k \text{cov}[F_i] \\ &= 2\sigma^2 \frac{1-\lambda_f}{1+\lambda_f} \left((k-h) + \sum_{i=h}^k \frac{2}{\left(\lambda_f^{-1}\right)^i - 1}\right) \quad (\lambda_f \neq 1)\end{aligned}\quad (3.26)$$

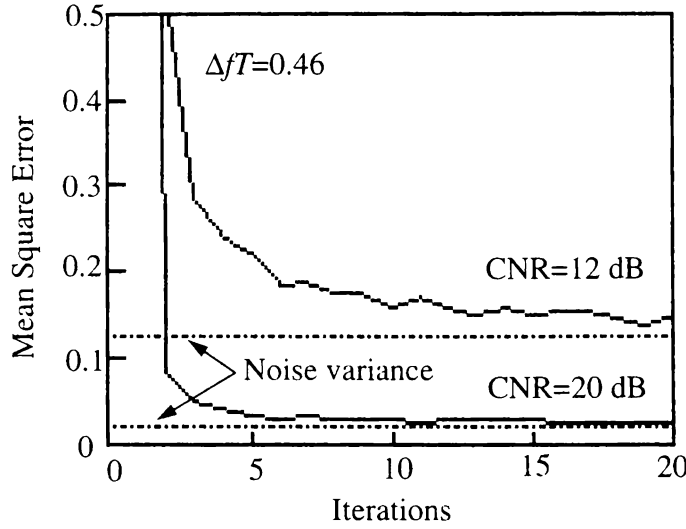


図 3.3 初期収束特性 (QPSK)

式(3.26)における冪級数和項は $\lambda_F^k$ と同様の指数関数的な収束特性を示す<sup>[124]</sup>。すなわち、式(3.25)、(3.26)より $H_k$ 推定誤差の共分散 $K_k$ は次式で与えられる。

$$K_k = \sigma^2 \frac{1 - \lambda_\theta}{1 + \lambda_\theta} \left( 1 + \frac{2}{(\lambda_\theta^{-1})^k - 1} \right) + 2\sigma^4 \frac{(1 - \lambda_f)}{(1 + \lambda_f)(1 - \lambda_\theta^{k+1})^2} \left\{ \frac{\lambda_\theta^2(1 - \lambda_\theta^{2k})}{(1 + \lambda_\theta)^2} - \frac{1 - \lambda_\theta}{1 + \lambda_\theta} \left( k \lambda_\theta^{2(k+1)} + 2 \sum_{i=0}^k \frac{\lambda_\theta^{2(k-i)} - \lambda_\theta^{2(k+1)}}{(\lambda_f^{-1})^{i+1} - 1} \right) \right\} \quad (3.27)$$

式(3.27)の右辺第一項は通常のRLSアルゴリズムにおける収束特性を示す関数であり、第2項は周波数オフセット推定と位相推定の相互作用に起因したものである。この第2項は指数関数的な収束特性を示すが、雑音の分散 $\sigma^2$ の自乗項を係数とするため、微少項となり無視できる。従って、重み係数 $H_k$ は通常のRLSアルゴリズムと同様の収束特性を示す。次のシンボルに対する事前推定重み係数 $H_{k+1}$ は $H_k$ と $F_k$ の積で表現され、 $H_k$ と $F_k$ が独立な変数とみなせ、 $|F_k| = |U_k| = 1$ ならばその共分散 $K_k'$ は次式で表される。

$$K'_k = \text{cov}[H_{k+1}] = \text{cov}[F_k H_k] = E\left[\left|\Delta H_k\right|^2 \left|F_k\right|^2 + \left|\Delta F_k\right|^2 \left|H_k\right|^2\right] = \text{cov}[H_k] + \text{cov}[F_k] \quad (3.28)$$

すなわち、重み係数 $H_{k+1}$ の誤差共分散は $H_k$ および $F_k$ の共分散の和により決定される。式(3.27)の第2項を無視すると位相と周波数初期収束は同様の数式により表現される。すなわち、状態遷移係数と重み係数のうち、推定誤差の大きい方の収束特性に $H_{k+1}$ の初期収束特性は支配される。雑音の影響を除去するため位相および周波数推定のための忘却係数は共に1に近い値に設定するため、通常のRLSアルゴリズムと同様の収束特性を示す。

次に、周波数オフセットおよび位相誤差補償された受信信号の平均自乗誤差 $J_k$ は次式で表される。

$$J_k = \sigma^2 + E\left[K'_k \left|U_n\right|^2\right] = \sigma^2 + \sigma^2 \frac{1 - \lambda_\theta}{1 + \lambda_\theta} \left(1 + \frac{2}{\left(\lambda_\theta^{-1}\right)^k - 1}\right) + 2\sigma^2 \frac{1 - \lambda_f}{1 + \lambda_f} \left(1 + \frac{2}{\left(\lambda_f^{-1}\right)^{k+1} - 1}\right) \quad (3.29)$$

忘却係数 $\lambda_f$ と $\lambda_\theta$ を上述したように設定すると、平均自乗誤差の収束特性も従来のRLSアルゴリズムと同様の収束特性を有する。図3.3にRLSアルゴリズムの収束特性を計算機シミュレーションにより評価した結果を示す。同図ではQPSK伝送系において準同期検波用の位相制御回路にRLSアルゴリズムを適用した例である。クロック周波数で正規化した周波数オフセット $\Delta fT$ は0.46で、 $F_k$ と $H_k$ 推定のための忘却係数は0.99と0.90である。雑音の存在下、例えばCNR (Carrier to Noise Ratio) が10dBあるいは20dBの条件下でも約10シンボル程度で収束が完了していることより、 $\text{cov}[J]$ の収束速度は $F_k$ の推定による影響を受けていないことが確認できる。

一方、遅延検波器ではキャリア間周波数オフセットは定常位相誤差 $\exp(2\pi\Delta fT)$ に変換される。この時、遅延検波後のAFC回路は定常的な位相誤差を補償するのみで充分である。このような定常的な位相誤差補償に本アルゴリズムを適用する場合、状態遷移係数は $(1+j0)$ と固定できるため $F_k$ の推定誤差が存在しない。従って、平均自乗誤差 $J$ は式(3.28)において状態遷移係数推定誤差に関する項を除去したものとして次式で与えられる。

$$J_k = 2\sigma^2 \frac{1 - \lambda_\theta}{1 + \lambda_\theta} \left(1 + \frac{2}{\left(\lambda_\theta^{-1}\right)^{k+1} - 1}\right) + 2\sigma^2 \quad (3.30)$$

式(3.27)において雑音の分散が $2\sigma^2$ になっているのは遅延検波により雑音が2倍に増加しているためである。周波数の安定性を考慮すると忘却係数 $\lambda_\theta$ は1に近い値に設定できる

ため、本アルゴリズムは式 (3.24) と同様に受信シンボル数に逆比例して収束する。

### 3.3.2 追従特性

収束過程における平均自乗誤差を表す式 (3.29) においてシンボル数  $k$  を無限大とすることで本章で提案したアルゴリズムの追従特性が得られる。すなわち、式 (3.28) および (3.29) より復調信号の平均自乗誤差  $J_k$  は次式で与えられる。

$$J = \sigma^2 \frac{1 - \lambda_\theta}{1 + \lambda_\theta} + 2\sigma^4 \frac{(1 - \lambda_f)}{(1 + \lambda_f)} \frac{\lambda_\theta^2}{(1 + \lambda_\theta)^2} + 2\sigma^2 \frac{1 - \lambda_f}{1 + \lambda_f} + \sigma^2 \quad (3.31)$$

式 (3.31) の第2項が雑音の分散  $\sigma^2$  に関する自乗項であり微少項として無視できるため、本アルゴリズムの追従特性は周波数推定誤差と通常のRLSアルゴリズムの位相推定誤差との和により表される。周波数オフセットの安定度を考慮すると  $\lambda_f$  は1に近い値に設定できるのに対し、 $\lambda_\theta$  は伝送路の位相変動を考慮して  $\lambda_f$  より小さくする必要がある。この制約のもと、提案したアルゴリズムを通常のRLSアルゴリズムと同等の追従特性を持たせるためには、忘却係数を以下に示す関係に設定する必要がある。

$$1 > \lambda_f > 3 - \frac{8}{3 + \lambda_\theta} > 0 \quad (3.32)$$

一方、 $\pi/4$ -QPSK遅延検波後には周波数オフセットは定常的な位相誤差になるため、遅延検波後のAFCに提案アルゴリズムを適用する場合には、 $F_k$  を1と設定すればよい。その場合の追従特性は、式 (3.31) より次式で表される。

$$J = 2\sigma^2 \frac{1 - \lambda_\theta}{1 + \lambda_\theta} + 2\sigma^2 \quad (3.33)$$

すなわち、 $\pi/4$ -QPSK遅延検波の場合には通常のRLSアルゴリズムと同様の追従特性を示す [99]。

## 3.4 位相検波器への適用

### 3.4.1 $\pi/4$ -QPSK 遅延検波器

移動通信に適用するQPSK復調装置には、受信信号のレベル変動を抑圧するために、IF帯においてリミタ増幅器を備えている。リミタ増幅器は出力信号のレベルを一定にす

る非線形操作を行なう。従って、時刻 $k$ における入力信号 $R_k$ は次式に示すように信号空間ダイアグラムの単位円上に存在する。

$$R_k = \exp \left[ j \left( \theta_k^{(s)} + 2\pi \Delta f k T + \theta_k^{(n)} \right) \right] \quad (3.34)$$

式(3.34)において $\theta_k^{(s)}$ 、 $\theta_k^{(n)}$ は各々時刻 $k$ における送信信号の位相と、白色ガウス雑音による位相平面上の雑音成分を示す、この時、遅延検波器の出力信号は次式で表される。

$$\begin{aligned} U_k &= R_k R_{k-1}^* = \exp \left[ j \left( \theta_k^{(s)} + 2\pi \Delta f k T + \theta_k^{(n)} \right) \right] \exp \left[ -j \left( \theta_{k-1}^{(s)} + 2\pi \Delta f (k-1) T + \theta_{k-1}^{(n)} \right) \right] \\ &= D_k \exp \left[ j \left( 2\pi \Delta f T + \left( \theta_k^{(n)} - \theta_{k-1}^{(n)} \right) \right) \right] \end{aligned} \quad (3.35)$$

ただし、 $D_k = \exp(j\theta_k^{(s)} - j\theta_{k-1}^{(s)})$ である。式(3.32)より明らかなように位相補償のための最適重み係数 $H_{opt}^*$ は $\exp(-j2\pi\Delta f T)$ である。従って、リミタ増幅器による非線形操作を受けた信号の雑音の分散 $\sigma_{limiter}^2$ は次式で与えられる。

$$\sigma_{limiter}^2 = E \left[ \left| D_k - H_{opt}^* U_k \right|^2 \right] = E \left[ \left| 1 - \exp \left\{ j \left( \theta_k^{(n)} - \theta_{k-1}^{(n)} \right) \right\} \right|^2 \right] = 4E \left[ \sin^2 \left( \frac{\theta_k^{(n)} - \theta_{k-1}^{(n)}}{2} \right) \right] \quad (3.36)$$

ただし、 $\pi/4$ -QPSK 変調では情報信号は一定振幅のシンボルにマッピングされるため $|D_k|^2=1$ とした。この時、平均自乗誤差 $\text{cov}[J]$ は式(3.30)に $\sigma_{limiter}^2$ を代入することにより得られる。雑音が比較的小さい場合には、 $E[\sin^2(1/2(\theta_k^{(n)} - \theta_{k-1}^{(n)}))] \sim \sigma^2/2$ となり、式(3.33)の $\sigma_{limiter}^2$ は雑音の分散 $\sigma^2$ に漸近し、通常の線形系におけるRLSアルゴリズムの平均自乗誤差に一致する。従って、非線形系を通過したことによる劣化はない。

### 3.4.2 16QAM 準同期検波器 (16QAM-APC( Automatic Phase Control))

局部発振器で受信信号をベースバンド帯に変換する準同期検波では、変換後の信号にキャリア周波数オフセットが残留するため、ベースバンド帯の信号処理によりこれを補償する必要がある。周波数オフセットのある局部発振器により準同期検波する伝送路モデルは式(3.3.1)のARモデルにより表現できるため、今まで述べてきたアルゴリズムが適用できる。変調方式としては16QAM変調方式を適用した。16QAMでは3つの入力信号

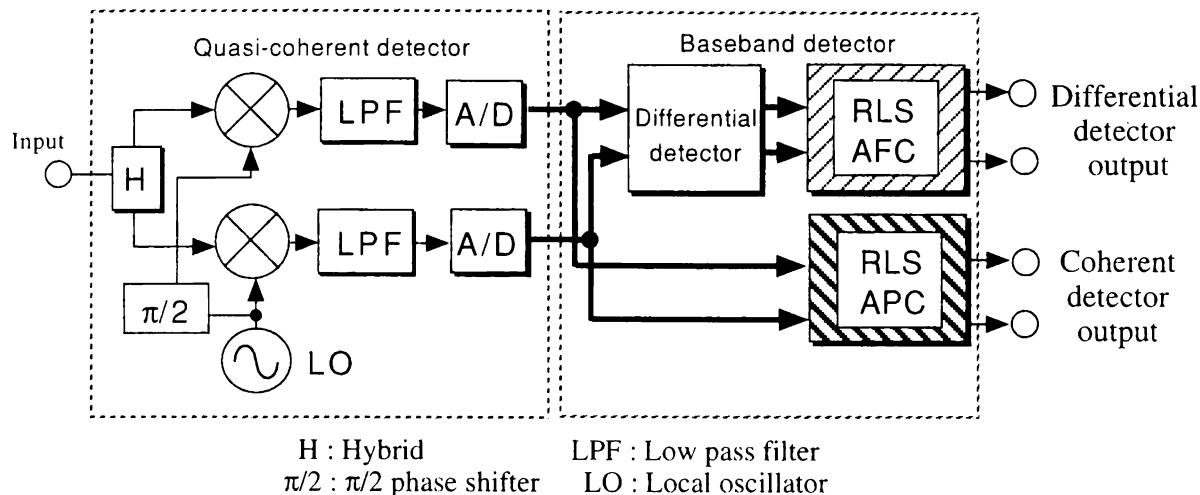


図 3.4 実験系の構成

レベルがあり、各々のレベルでの SNR が異なる。しかし、アルゴリズムの基本的な操作は QAM 変調においても位相変調の場合と同一であり、16QAM 変調では位相制御回路に 3 種類の SNR の異なる信号が入力されるとみなせば、追従特性は式 (3.30) で与えられる。ただし、雑音の分散は各レベルの平均となる。

一方、初期引込はバースト信号の先頭にあるトレーニング信号を利用する。推定誤差が雑音の影響を受けることを考慮して 16QAM 変調では最も CNR の良好な信号をトレーニング信号に用いる。すなわち、レベルの最も高い QPSK 信号を用いて初期引込を行なうため、初期引込特性は QPSK と全く同様の式 (3.26) により与えられる。

## 3.5 実験

### 3.5.1 構成

$\pi/4$ -QPSK と 16QAM 復調器の構成を図 3.4 に示す。実験は 90MHz の IF で折り返して行った。 $\pi/4$ -QPSK は第 2 IF の 10.7MHz 帯に変換された後、リミタ増幅器を経て準同期検波器に入力され、その出力をベースバンド帯で遅延検波をする構成とした。16QAM は、準同期検波後ルートロールオフフィルタにより帯域制限した後に位相補償をする構成とした。 $\pi/4$ -QPSK、16QAM 共にロールオフ率は 0.5 である。また、 $\pi/4$ -QPSK 遅延検波器および 16QAM 準同期検波器は DSP1 チップで実現して実時間で信号処理を行った。

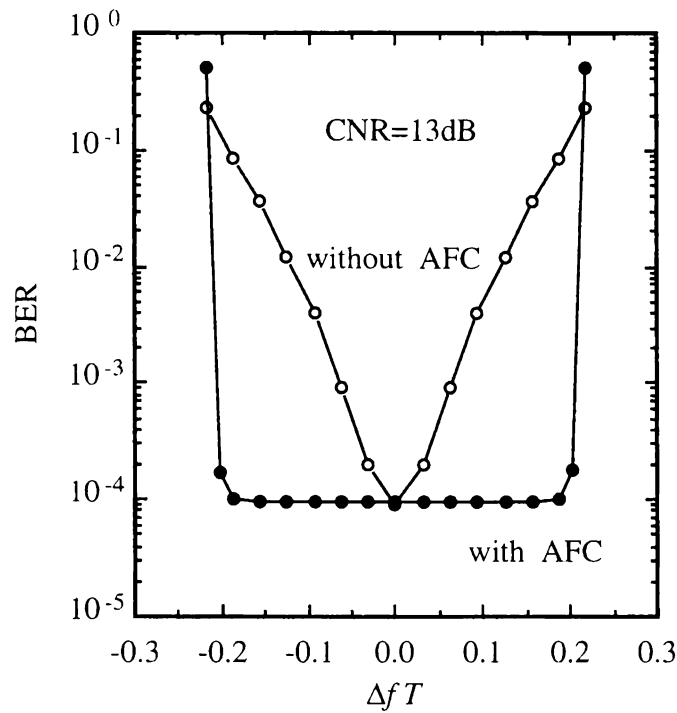


図 3.5 周波数オフセット特性 (QPSK)

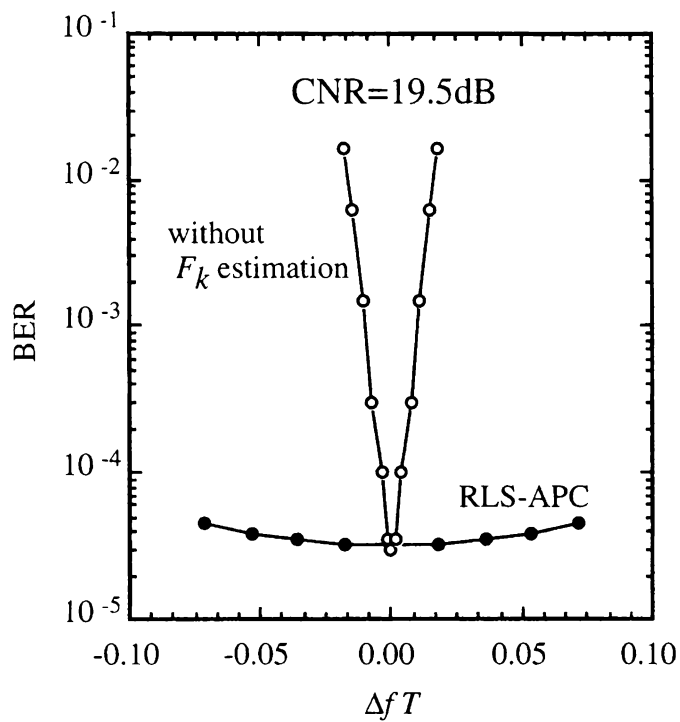


図 3.6 周波数オフセット特性 (16QAM)



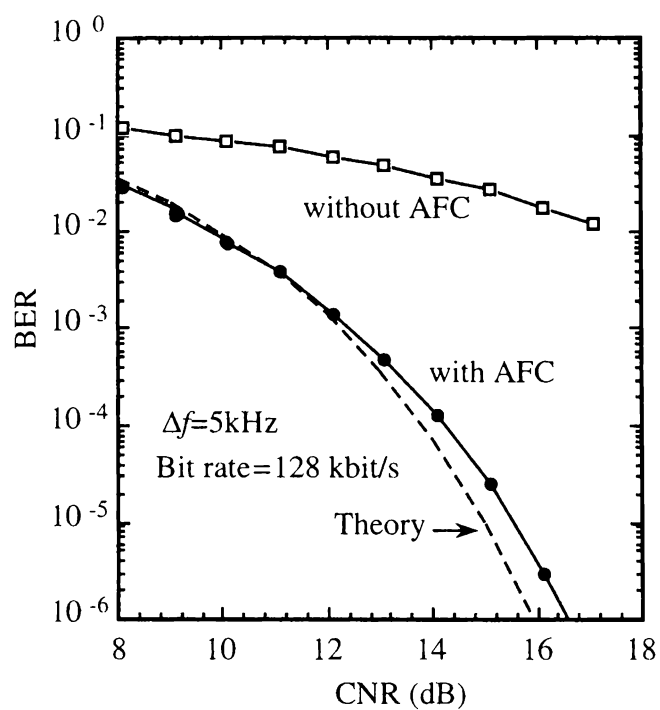


図 3.7 BER 特性 ( $\pi/4$ -QPSK)

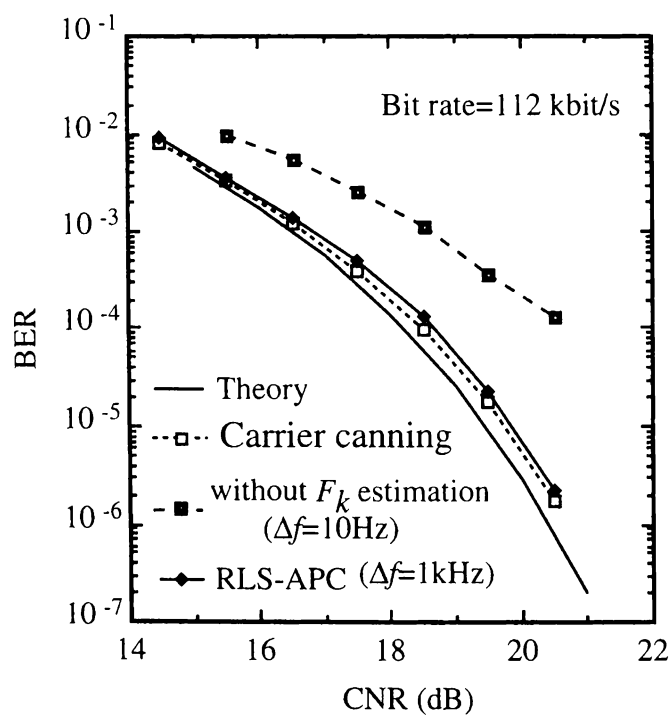
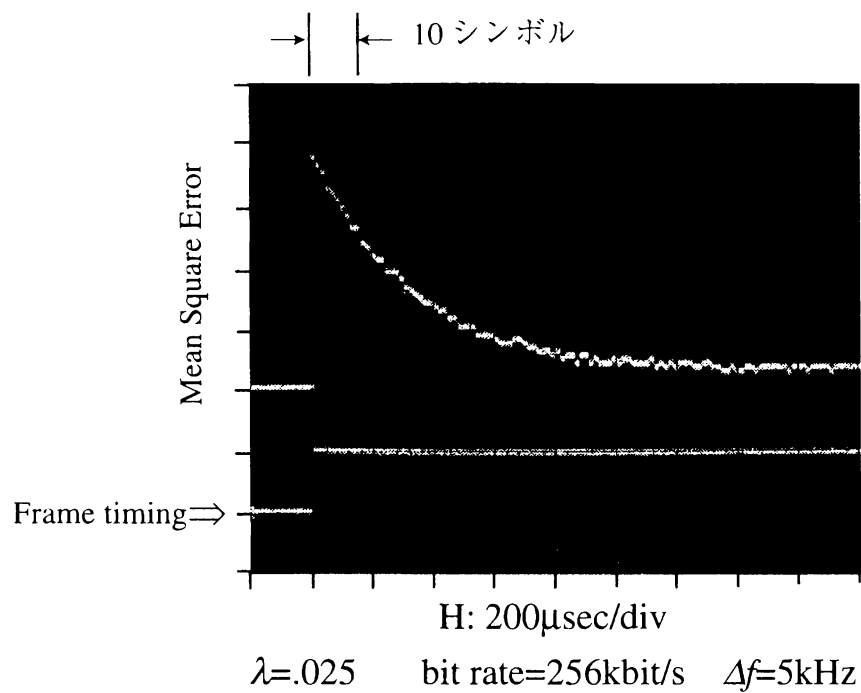
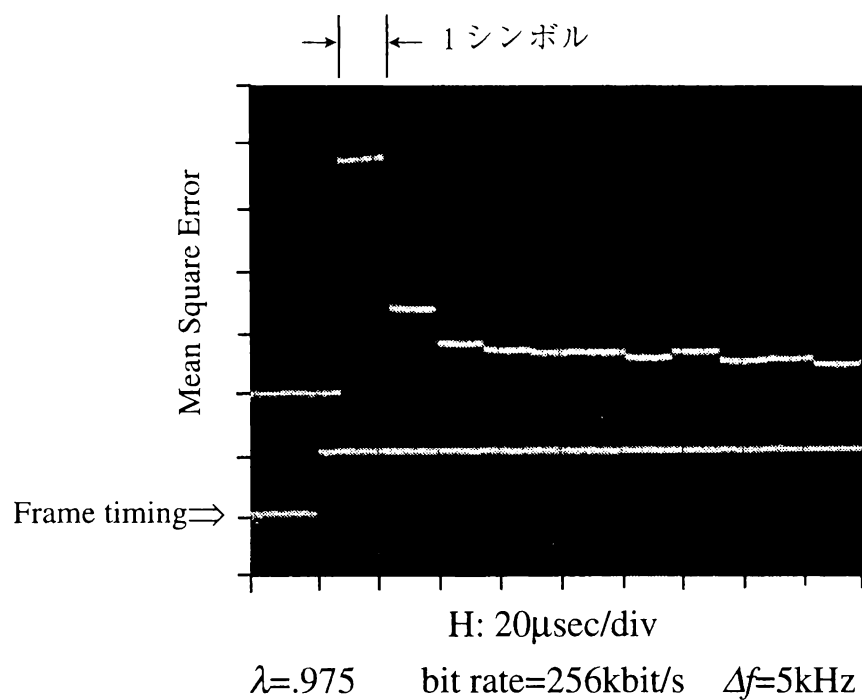


図 3.8 BER 特性 (16QAM)



(a) LMS アルゴリズム



(b) RLS アルゴリズム

図 3.9 収束特性

### 3.5.2 周波数オフセット補償特性

図 3.5 に  $\pi/4$ -QPSK 遅延検波器の BER 特性を示す。ビットレートは 256kbit/s, CNR は 13dB である。また、RLS アルゴリズムの忘却係数は 0.975 である。AFC 回路を備えない場合、周波数オフセット 4kHz ( $\Delta fT=0.06$ ) に対して約 1 桁特性が劣化する。AFC 回路を備えることにより  $\pm 12\text{kHz}$  ( $\Delta fT=\pm 0.18$ ) の周波数オフセット範囲において特性劣化は見られなかった。

一方、図 3.6 に周波数オフセットに対する 16QAM 準同期検波器の BER (Bit Error Rate) 特性を示す。ビットレートは 112kbit/s、CNR は 19.5dB である。状態遷移係数推定のための忘却係数は 0.99、位相状態推定用は 0.95 である。周波数オフセット補償機能を持たない RLS アルゴリズム、すなわち状態遷移係数  $F_k$  を 1 とした RLS アルゴリズムでは、周波数オフセット 200Hz ( $\Delta fT=0.007$ ) で約 1 桁 BER 特性が劣化するのに比較し、周波数オフセット補償機能を備えた場合にはほとんど特性を劣化させない。緩やかな特性劣化はルートロールオフフィルタの等価的な中心周波数ずれによるものがある。

### 3.5.3 BER 特性

図 3.7 に  $\pi/4$ -QPSK 遅延検波器の BER 特性を示す。ビットレートは 256kbit/s、忘却係数は 0.975 である。AFC を備えない時、5kHz の周波数オフセットに対して、BER が  $10^{-2}$  点において約 8dB の特性劣化がある。これに対して、AFC を備えることにより、周波数オフセットに対する特性劣化を 0.3dB 以内に抑圧できる。

一方、図 3.8 に 16QAM 準同期検波器の BER 特性を示す。ビットレートは 112kbit/s である。状態遷移係数推定のための忘却係数は 0.99、位相推定用は 0.95 である。周波数オフセットが存在しない場合の理論値からの特性劣化は、BER が  $10^{-4}$  点において 0.2dB であった。ところが、周波数オフセット補償機能のない RLS アルゴリズムは、10Hz の周波数オフセットが存在すると、 $10^{-4}$  点において理論値から 2.5dB 特性が劣化している。一方、周波数オフセット補償機能を備えた RLS アルゴリズムを適用すると 1kHz の周波数オフセットの存在下においても、BER が  $10^{-4}$  点において理論値からの劣化を 0.5dB 以下に抑えることができる。

### 3.5.4 収束特性

図 3.9(b) に遅延検波器用の RLS アルゴリズムによる収束特性を、復調信号と希望信号の平均自乗誤差 (MSE : Mean Square Error) により評価したものを示す。比較のため LMS アルゴリズムを適用した場合の収束特性を同図 (a) に示す。RLS アルゴリズムの忘却係数

$\lambda$ は0.975とし、LMS アルゴリズムのステップサイズパラメータは0.025として両アルゴリズムの時定数を同じにすることで復調特性を等しくして、収束特性を比較した。同図において下側は変化のタイミングを示しており、上側は平均自乗誤差の収束特性を示している。(a)の横軸が200  $\mu\text{sec}/\text{div}$ であり、(b)の横軸が20  $\mu\text{sec}/\text{div}$ であることを考慮するとRLS アルゴリズムはLMS アルゴリズムに比較して約10倍の収束特性を持ち、10シンボル以下で収束が完了することが分かる。

### 3.6 結言

TDMA移動通信に適用できる位相検波器の位相制御方法としてRLSアルゴリズムを拡張した新しいアルゴリズムを導出した。提案したアルゴリズムはRLSアルゴリズムに状態遷移係数を導入し、さらに状態遷移係数をRLSアルゴリズムによって推定するものである。このアルゴリズムは周波数オフセットの存在する伝送路環境下において、状態遷移係数推定のための忘却係数を1に近づけることで、周波数オフセットの存在しない伝送路におけるRLSアルゴリズムと同様の収束特性と追従特性を示すことを理論的に明らかにした。さらに、このアルゴリズムを1チップDSPで実現し、 $\pi/4$ -QPSK 遅延検波器用AFC回路および16QAM準同期検波器に適用し、初期収束特性および追従特性を実験的に検証した。シンボルレートを128kHzとした場合、AFC回路を備えた $\pi/4$ -QPSK 遅延検波器は $\pm 12\text{kHz}$ の周波数オフセットの存在下において特性を劣化させず、約10シンボルで収束が完了する優れた初期収束特性を示した。また、16QAM準同期検波器はクロック周波数の $\pm 5\%$ 程度の周波数オフセットに対して特性を劣化させないことを実験的に示した。すなわち、TDMA移動通信システムへ本章で提案したアルゴリズム搭載した位相検波器を適用することで、周波数オフセットの存在下においても高速な同期特性が得られ、周波数利用効率の向上が図れることが明らかとなった。

本章で取り上げた検波方式はいずれも、比較的周波数応答が平坦である伝送路において有効である。すなわち、比較的低速な通信システムにおいて極めて有効な手段となる。さらに、高速な信号通信システムにおいても、本提案アルゴリズムは高速同期を達成することは可能であると考えるが、十分な信号伝送特性を実現することは不可能である。これは、位相同期が高精度に行われても、高速伝送時には伝送路の周波数特性の影響が顕著となり、受信信号に符号間干渉 (ISI: Intersymbol Interference) となって現れ伝送品質を劣化させるためである。そこで、伝送路の周波数特性が問題になる高速信号伝送時には、符号間干渉補償機能まで含めて高速同期問題を取り扱う必要がある。



## 第4章 適応型 MLSE 等化器のための高速チャネル推定法

### 4.1 はじめに

第3章では伝送路の周波数特性が平坦な比較的低速な通信システムを前提としていたため、高速同期の鍵を握る技術として位相検波器を取り上げ、その高速位相制御アルゴリズムを提案した。本章以降では、高速な移動通信システムを前提として、その高品質復調技術について述べる。特に本章では、移動通信における高速信号伝送を阻む最も大きな特性劣化要因であるマルチパスレイリーフェージングを克服する技術について述べる。マルチパスレイリーフェージングとはレイリーフェージングに加えて、多重波伝搬路の遅延スプレッドによって受信信号に符号間干渉(ISI)を発生させる伝送路環境をいう。言うまでもなく、この符号間干渉は伝送品質を大きく劣化させる原因となる。また、伝送路の遅延スプレッドがたとえ小さくとも、伝送速度が高速になるにつれ伝送品質を左右するシンボルレートによる正規化遅延スプレッドが大きくなり、伝送特性の劣化を招く。これが、マルチパスレイリーフェージングが移動通信における高速伝送を阻む最大の要因と言われる所以である。そこで、本章ではマルチパスレイリーフェージング補償技術としては周波数特性を操作できるという意味で最も直接的かつ強力な手段である適応等化器を取り上げる。従来、適応等化器のマルチパスレイリーフェージング環境下での特性検証や、TDMA通信に適用するためカルマンアルゴリズムを初めとする高速収束が可能な適応アルゴリズムの適用法などに関する検討がなされてきた。また、高速移動通信に適用するため、追従性の向上などに関しても数多くの提案がなされている。ただ、これらの研究はあくまでもマルチパスレイリーフェージング環境下での特性追求のみを考慮しており、ハードウェアの実現性までも考慮した適応等化器の構成法や、適応アルゴリズムに関する検討はほとんどない。実際に適応等化器をハードウェアで実現するならば、できる限り実現性が高く、より高い等化能力と高速同期特性をもつアルゴリズムの検討が重要になる。特に、小型化、低消費電力化が重要な要求条件である移動通信システムへ適用するには、「実現性の向上」は必須の研究課題となる。また、シンボル間隔サンプリング時に発生するサンプリング位相誤差による特性劣化問題なども、現実に対応等化器をシステムに適用する場合に不可避の問題となる。

そこで、本章においては適応等化器としては最も優れた等化特性を有するMLSE型等化器を検討の対象とする。特に、マルチパスレイリーフェージングによる高速な伝送路

変動に追従できる適応型 MLSE 等化器を取り上げる．この適応型 MLSE 等化器の伝送路推定アルゴリズムとして高速な収束特性を有し、かつ簡易な構成により実現できる VLMS アルゴリズムを提案する．次に、分数間隔サンプリングの適応型 MLSE 等化器のために VLMS アルゴリズムを拡張する．さらに、実験により得られた特性について述べる．4.2 節において本章を貫く VLMS アルゴリズムの基本概念について述べ、実際にシンボル間隔サンプリングの場合に決定論的正規方程式からの VLMS アルゴリズムの導出方法について述べる．4.3 節ではさらに高速な処理を可能とするため VLMS のゲイン関数を量子化した QVLMS (Quantized-VLMS) アルゴリズムについて述べる．4.4 節ではこのシンボル間隔アルゴリズムの追従特性および初期収束特性を理論的に解析する．4.5 節では VLMS の概念を分数間隔型の適応型 MLSE 等化器に拡張した FVLMS (Fractional Tap-spaced VLMS)、あるいはこれに直交変換を施し演算量を低減した OVLMS (Orthogonal Transformed VLMS) アルゴリズムについて述べる．4.6 節ではその理論特性を解析し、4.7 節では回路規模の低減効果を評価した後、4.8 節では 1 チップの DSP で適応等化器を実現して室内実験を行った結果について述べる．

## 4.2. VLMS アルゴリズム

### 4.2.1 原理

適応型 MLSE 等化器の構成を図 2.2(b) に示す．この適応型 MLSE 等化器は伝送路特性を推定する伝送路推定器と、伝送路推定結果を利用して模擬伝送路を形成するレプリカ生成器と、送信符号系列推定器より構成される．適応型 MLSE 等化器では、送信符号の候補系列を入力とするレプリカ生成器が受信信号の推定値、すなわち受信信号のレプリカを発生させる．その時、より受信信号に近いレプリカを発生させる送信符号系列を復調信号とみなすのが適応型 MLSE 等化器の原理である．一方、移動通信の伝送路が図 2.3 に示した線形畳込みでモデル化できれば、受信信号  $r_k$  は次式で与えられる．ただし、ここでは図 2.2(b) における送信フィルタを省略して説明を行う．

$$r_k = W_k^H X_k + n_k \quad (4.1)$$

式 (4.1) において、 $X_k^T = \{x(k), x(k-1), \dots, x(k-L+1)\}$  は送信符号系列、 $W_k^T = \{w(k), w(k-1), \dots, w(k-L+1)\}$  は伝送路のインパルス応答、 $n_k$  は受信機の LNA で付加される白色ガウス雑音、 $L$  は伝送路のインパルス応答長、添字  $H$  はエルミート転置を示している．式 (4.1) を伝送路モデルとしたとき、 $W_k$  を正確に推定できれば高精度なレプリカを生成でき、送信符号系列推定と組み合わせることで送信信号の復号が可能となる．一般に、式 (4.1) のような

線形システムでは、パラメータ推定に線形推定理論が適用できる。従って、最適な  $W_k$  は線形推定理論から下記の誤差関数の集合平均を最小にするベクトルとなる。

$$\alpha_k = r_k - W_k^H X_k \quad (4.2)$$

具体的に、離散時間系において線形推定に基づく最適解を与える正規方程式は、式(3.15)を行列形式に拡張した次式で表される<sup>[1]</sup>。

$$\Theta(k) = \Phi(k) W_k \quad (4.3)$$

ただし、式(4.3)における相互相関ベクトル  $\Theta(k)$  および自己相関行列  $\Phi(k)$  は各々次式で表される。

$$\Theta(k) = (1 - \mu) \Theta(k-1) + r_k^* X_k \quad (4.4)$$

$$\Phi(k) = (1 - \mu) \Phi(k-1) + X_k X_k^H \quad (4.5)$$

式(4.4)、(4.5)の  $\Theta(k)$  と  $\Phi(k)$  は各々  $L$  次元のベクトル、 $L \times L$  次元の行列を示している。また、式(4.4)、(4.5)における  $(1 - \mu)$  は忘却係数であり、RLS アルゴリズムでは  $\lambda$  と表記されるものと同一で、非定常過程に対応するため導入され、通常  $(0 < \mu \leq 1)$  に設定される。また、送信符号系列  $X_k$  は通常ランダム系列と見なせる。その時、式(4.5)で定義した  $\Phi(k)$  の対角項は  $(1 - \mu)$  のべき級数として表現できる。一方、非対角項には次式で示す特徴がある。

$$E[X_k X_l^H] = 0 \quad , \quad k \neq l, k=1, \dots, L, l=1, \dots, L \quad (4.6)$$

通常確率過程ではエルゴード性が成立するため、上記の性質より自己相関行列  $\Phi(k) = \{\phi(k)_{i,j} : i, j = 1, \dots, L\}$  の要素  $\phi(k)_{i,j}$  は次式で表される。

$$\phi_{i,j}(k) = \begin{cases} G(k)^{-1} & i = j \\ 0 & i \neq j \end{cases} \quad (4.7)$$

$$G(k) = M^{-1} \mu \left( 1 - (1 - \mu)^{k+1} \right)^{-1} \quad (4.8)$$

すなわち、相関行列  $\Phi(k)$  は対角行列となる。ここで、変調方式として QAM 変調のように振幅変動する場合にまで拡張するため、送信符号電力  $|x_k|^2$  はその平均値  $M$  とする。一



方、事前推定誤差  $e_k$  を次式のように定義する.

$$e_k = r_k - W_{k-1}^H X_k \quad (4.9)$$

式(4.4)、(4.5)、(4.9)を用いて式(4.1)の解は次式のように変形される.

$$\begin{aligned} W_k &= \Phi(k)^{-1} \Theta(k) = \Phi(k)^{-1} \left\{ (1-\mu)\Theta(k-1) + r_k^* X_k \right\} \\ &= \Phi(k)^{-1} \left\{ (1-\mu)\Phi(k-1)W_{k-1} + (e_k + W_{k-1}^H X_k)^* X_k \right\} \\ &= W_{k-1} + \Phi(k)^{-1} e_k^* X_k \end{aligned} \quad (4.10)$$

式(4.7)、(4.10)より正規方程式の解  $W_k$  は次式の逐次的なアルゴリズムにより求められる.

$$W_k = W_{k-1} + G(k) e_k^* X_k \quad (4.11)$$

VLMS アルゴリズムは式(4.9)の事前推定誤差と式(4.11)のタップ係数更新により構成される. VLMS アルゴリズムはLMS アルゴリズムにおけるステップサイズパラメータ  $\mu$  を可変ステップサイズパラメータ  $M^{-1}\mu/(1-(1-\mu)^{k+1})$  で置き換えたものと見なすことができ、LMSと同程度の演算量により実現できる. また、VLMS アルゴリズムは結果的にLMS アルゴリズムのステップサイズパラメータを可変にしたものであるが、VS(Variable Step)アルゴリズム<sup>[97]</sup>のように最急降下法の拡張<sup>[98]</sup>として与えられるのではなく、決定論的な

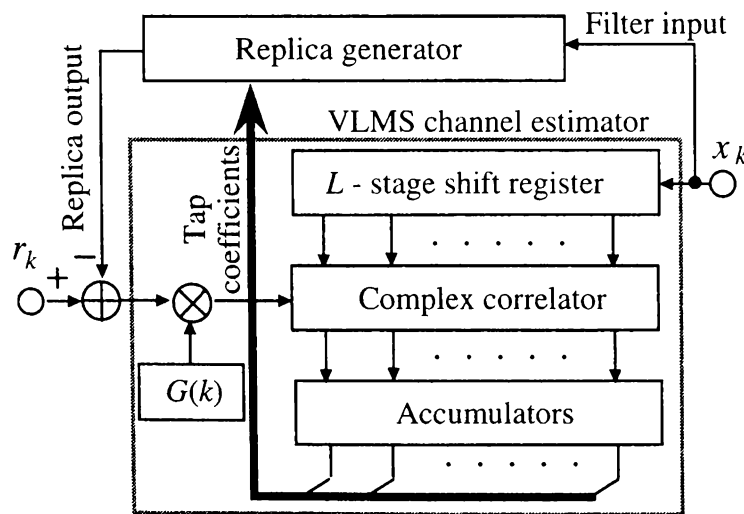


図 4.1 VLMS アルゴリズムの構成

正規方程式の解として与えられるため伝送路状況に依存せず高速な収束特性が実現できる。

#### 4.2.2 構成

提案するアルゴリズムの構成を図4.1に示す。式(4.8)における可変ステップサイズ項は、入力信号と無関係に決定できるためオフライン演算が可能である。そこで、除算演算を避けるため可変ステップサイズ項はメモリを用いて実現する。同図において  $G(k)$  は時刻  $k$  をアドレスとし、 $M^{-1}\mu/(1-(1-\mu)^{k+1})$  を出力するメモリである。最尤系列推定器より送られてきた送信候補系列  $X_k$  は、トランスバーサルフィルタにより構成されるレプリカ生成器に入力され、伝送路のインパルス応答であるタップ係数  $W_{k-1}$  で重み付け加算され受信信号のレプリカを生成する。このレプリカと受信信号の誤差に  $G(k)$  を掛け合わせる。この出力信号と送信候補系列との相関ベクトルがタップ係数の更新量となり、タップ係数  $W_{k-1}$  に加算され時刻  $k$  におけるタップ係数となる。以上の動作より分かるように、VLMS アルゴリズムではレプリカ生成器に加えて、相関器と積分器と可変ステップサイズのメモリだけで構成することができる。その相関演算も複素乗算器を必要とするが、その入力はいずれの状態遷移に対応した系列であり高々数ビットの信号である。例えば、変調方式として QPSK 変調を想定した場合、トランスバーサルフィルタ入力は実部および虚部各々 1 ビットとなる。この時、乗算演算は単なる符号乗算、すなわち符号反転とキャリー加算という簡素な構成により実現できる。ところが、ゲイン係数と誤差の乗算においてはマルチビット乗算が必要になり、等化器全体の回路規模を増大させる原因となる。また、乗算器が存在すると、フィードバックループを形成する伝送路推定器では高速処理が困難になるという問題も発生する。そこで、そのゲイン演算をさらに簡略化したアルゴリズムについて以下に述べる。

#### 4.3 QVLMS アルゴリズム

VLMS アルゴリズムのゲイン係数  $G(k)$  は指数関数であるため、これを別の指数関数、ここでは 2 の冪乗で近似する。すなわち、近似されたゲイン関数  $QG(k)$  は以下のように表わされる。

$$QG(k) = M^{-1} 2^{-m(k)} \quad (m(k) : \text{integer}) \quad (4.12)$$

ここで整数関数  $m(k)$  を次のように定義する。

$$m(k) : \left| ef(k) \right| = \left| G(k) - M^{-1} 2^{-m(k)} \right| \rightarrow \min \quad (4.13)$$

式(4.13)で $ef(k)$ は近似誤差関数である。近似されたゲイン関数 $G(k)$ と誤差 $e_k^*$ との乗算は、誤差を $1/2, 1/4, \dots$ にする演算となる。すなわち、2値信号で表現されたデジタル回路では、この乗算はビットシフトにより実現できる。このことは、DSPを用いた回路でも同様であるが、DSP処理では（乗算やビットシフトを含む）すべての演算を1命令で行うため、実際の演算の複雑さと処理時間とは比例しない。ところが、ハードウェア回路ではその複雑さに比例して回路規模が決まるため、符号反転やビットシフトで乗算演算を実現することで回路規模を低減できる。例えば12ビット乗算器が3.7kgateなのに対して、ビットシフト回路は0.6kgate程度であり、6分の1以下に回路規模が低減できることがわかる。また、ビットシフト回路は桁上がりのある加算器や乗算器に比較して、高速処理が可能である。すなわち、QVLMSアルゴリズムではVLMSアルゴリズムで必要だった乗算をビットシフトで置き換えることにより高速信号処理を可能とする。

## 4.4. シンボル間隔サンプリングアルゴリズムの理論特性解析

### 4.4.1 VLMS アルゴリズム

#### 追従特性

まず、簡単のためMLSEにおける生き残り候補系列（サバイバルパス）が正しい系列を推定していると仮定し、符号誤りによる影響は無視する。この時、サバイバルパスのブランチメトリックは正しい復号信号が得られた場合の受信信号と推定信号の自乗誤差に等しい。一方、VLMSアルゴリズムにおける追従特性は式(4.8)において時刻 $k$ を無限大とおいた時の特性として表される。通常、 $\mu$ は $0 < \mu \leq 1$ と設定されるため、時刻 $k$ を無限大とした場合には、 $(1-\mu)^{k+1}$ は零に収束する。従って、式(4.8)、(4.11)より明らかなように追従過程ではVLMSアルゴリズムはLMSアルゴリズムと同一である。すなわち、LMSアルゴリズムにおける平均自乗誤差 $J$ によりVLMSアルゴリズムの追従特性は与えられる<sup>[1]</sup>。

$$J = \sigma^2 + \sigma^2 L \frac{\mu}{2 - \mu} \quad (4.14)$$

式(4.14)において $L$ は伝送路のインパルス応答長であり、MLSEのメモリ長、またアルゴリズムのタップ数でもある。

## 初期収束特性

一般に、アルゴリズムの収束特性はタップ係数の収束に比例する．そこでまず、タップ係数の収束をその共分散 $K_k$ の収束により評価する．そこでまず、VLMSアルゴリズムにおける時刻 $k$ におけるタップ係数は正規方程式より次式で表される．

$$\begin{aligned} W_k &= \Phi(k)^{-1} \Theta(k) = \Phi(k)^{-1} \left\{ \sum_{i=0}^k (1-\mu)^{k-i} X_i (e_i + W_{opt}^H X_i)^* \right\} \\ &= W_{opt} + \Phi(k)^{-1} \sum_{i=0}^k (1-\mu)^{k-i} X_i e_i^* \approx W_{opt} + G(k) \sum_{i=0}^k (1-\mu)^{k-i} e_i^* X_i \end{aligned} \quad (4.15)$$

式(4.15)において $\{\cdot\}^{-1}$ は逆行列を意味し、 $W_{opt}$ は最適タップ係数を示している．式(4.15)では式(4.7)における確率過程でのエルゴード性を利用している．式(4.15)より、タップ係数の共分散 $K_k$ は次式で表される．

$$K_k = E \left[ (W_k - W_{opt})(W_k - W_{opt})^H \right] = \sigma^2 G^2(k) \sum_{i=0}^k (1-\mu)^{2(k-i)} X_i X_i^H = \sigma^2 \frac{\mu}{2-\mu} \frac{1 + (1-\mu)^{k+1}}{1 - (1-\mu)^{k+1}} I \quad (4.16)$$

式(4.16)における $I$ は単位行列である．式(4.16)の導出過程でもVLMSで導入した式(4.7)を適用している．線形推定アルゴリズムを用いた伝送路推定器の出力であるレプリカと入力信号の誤差の自乗和で定義されるメトリック $J_k$ は次式で与えられる<sup>[1]</sup>．

$$J_k = \sigma^2 + (W_k - W_{opt})^H R (W_k - W_{opt}) = \sigma^2 + tr[K_k R] \quad (4.17)$$

式(4.17)において $tr[\cdot]$ は行列の対角要素の和(トレース)、 $R$ は送信符号系列の自己相関行列の集合平均値である．一般に送信符号はランダム系列であるため、 $R$ は厳密な意味で単位行列となる．従って、式(4.16)と式(4.17)よりVLMSアルゴリズムを適用した適応型MLSE型等化器の収束特性は次式で与えられる．

$$J_k = \sigma^2 + \sigma^2 L \frac{\mu}{2-\mu} \cdot \frac{1 + (1-\mu)^{k+1}}{1 - (1-\mu)^{k+1}} \quad (4.18)$$

前節で述べたように $\mu$ は0以上1以下と設定されるため、式(4.18)の $(1-\mu)$ のべき乗はゼロに収束し、収束したときの $J_\infty$ は式(4.14)における追従時の平均自乗誤差 $J$ と一致する．また、その初期収束は時間に対して指数関数的な曲線を描いて完了する．

## 4.4.2 QVLMS アルゴリズム

### 初期収束特性

QVLMS アルゴリズムにおけるタップ係数更新式は式(4.11)と(4.12)より以下のように書き換えられる.

$$W_k = QG(k) \left\{ \left( QG(k)^{-1} I - X_k X_k^H \right) W_{k-1} + r_k^* X_k \right\} \quad (4.19)$$

ここで式(4.13)の誤差関数とは別に、 $\Phi(k)$  を用いて誤差行列  $ef_0(k)$  を以下のように定義する.

$$ef_0(k) = \Phi(k) - QG(k)^{-1} I \quad (4.20)$$

式(4.5) および式(4.20) を用いて式(4.19) は以下のように変形できる.

$$\begin{aligned} QG(k)^{-1} W_k &= \left\{ \left( (1 - \mu) \Phi(k-1) - ef_0(k) \right) W_{k-1} + r_k^* X_k \right. \\ &= \left\{ \left( (1 - \mu) I + QG(k-1) \left( (1 - \mu) ef_0(k-1) - ef_0(k) \right) \right) \right\} \\ &\quad \bullet QG(k-1)^{-1} W_{k-1} + r_k^* X_k \end{aligned} \quad (4.21)$$

QVLMS アルゴリズムにおける正規方程式も Wiener-Hopf の正規方程式と類似した形で以下のように定義する.

$$Q\Theta(k) = QG(k)^{-1} W_k \quad (4.22)$$

式(4.22)の  $Q\Theta(k)$  は QVLMS アルゴリズムにおける相互相関ベクトルであり、式(4.20) より次式のように定義する.

$$Q\Theta(k) = \left\{ \left( (1 - \mu) I + QG(k-1) \left( (1 - \mu) ef_0(k-1) - ef_0(k) \right) \right) \right\} \bullet Q\Theta(k-1) + r_k^* X_k \quad (4.23)$$

最適なタップ係数を  $W_{opt}$  とすれば、式(4.9) より式(4.23) の相関行列は以下のように変形できる.

$$Q\Theta(k) = \sum_{i=0}^k \prod_{j=i+1}^k \left( (1 - \mu) I + \Delta p(j) \right) r_i^* X_i$$

$$= \sum_{i=0}^k \prod_{j=i+1}^k \left( (1-\mu)I + \Delta p(j) \right) \left( e_i + W_{opt}^H X_i \right)^* X_i \quad (4.24)$$

$$\Delta p(k) = QG(k-1) \left( (1-\mu)ef_0(k-1) - ef_0(k) \right) \quad (4.25)$$

一方、式(4.20)の時刻 $k-1$ の誤差行列 $ef_0(k-1)$ に $(1-\mu)$ を乗じたものから時刻 $k$ の誤差行列 $ef_0(k)$ を減じたものを考えると、それは以下のように書き表せる。

$$\begin{aligned} ef_0(k) - (1-\mu)ef_0(k) &= \Phi(k) - QG(k)^{-1}I \\ &\quad - (1-\mu) \left( \Phi(k-1) - QG(k-1)^{-1}I \right) \end{aligned} \quad (4.26)$$

式(4.26)を $QG(k)$ についてまとめると以下のような関係式が得られる。

$$\begin{aligned} QG(k)^{-1}I &= X_k X_k^H + \left\{ (1-\mu)I + \Delta p(j) \right\} QG(k-1)^{-1}I \\ &= \sum_{i=0}^k \prod_{j=i+1}^k \left( (1-\mu)I + \Delta p(j) \right) X_i X_i^H \end{aligned} \quad (4.27)$$

式(4.27)の関係を用いて式(4.22)は以下のように変形できる。

$$Q\Theta(k) = \sum_{i=0}^k \prod_{j=i+1}^k \left( (1-\mu)I + \Delta p(j) \right) e_i^* X_i + QG(k)^{-1}W_{opt} \quad (4.28)$$

タップ係数の収束はその最適値からの分散 $K_k$ により表現でき、式(4.28)および式(4.22)より以下のように表わせる。

$$\begin{aligned} K_k &= E \left[ \left( W_k - W_{opt} \right) \left( W_k - W_{opt} \right)^H \right] \\ &= \sigma^2 QG(k)^2 \sum_{i=0}^k \prod_{j_1=i+1}^k \left( (1-\mu)I + \Delta p(j_1) \right) X_i X_i^H \prod_{j_2=i+1}^k \left( (1-\mu)I + \Delta p(j_2) \right) \\ &= \sigma^2 QG(k)^2 \sum_{i=0}^k X_i X_i^H \left( (1-\mu)^{2(k-i)} + 2(1-\mu)^{2(k-i)-1} \operatorname{Re} \left[ \sum_{j_1=i+1}^k \Delta p(j_1) \right] \right. \\ &\quad \left. + (1-\mu)^{2(k-i)-2} \left( \left\| \sum_{j_1=i+1}^k \Delta p(j_1) \right\|^2 + 2 \operatorname{Re} \left[ \sum_{j_1, j_2=i+1}^k \Delta p(j_1) \Delta p(j_2) \right] \right) \right) \end{aligned} \quad (4.29)$$

式(4.29)において  $\text{Re}[\cdot]$  は実数部だけを抽出することを示している. もしも、 $QG(k)^{-1}I$  が  $\Phi(k)$  の良い近似であれば  $\Delta p(k)$  はゼロとなり、 $\Delta p(k)$  の影響のない理想的な相関行列を得ることができる. しかし、指数関数を2の冪乗で近似するという、少し無理のある操作を行っているため完全に  $\Delta p(k)$  の影響を除去することはできない. その場合においても  $\Delta p(k)$  が充分小さく、2乗以上の項が無視できるほどであるなら、すなわち、第一近似として式(4.29)の  $\Delta p(k)$  に関する一次の項がゼロであれば  $\Delta p(k)$  の影響を充分軽減できる. 従って、次式の関係式を満足させることが、高速収束のための条件となる.

$$\text{Re} \left[ \sum_{j_1=i+1}^k \Delta p(j_1) \right] \rightarrow 0 \quad \text{for } \forall k, i (k > i) \quad (4.30)$$

すなわち、任意の隣接した  $\Delta p(j_1)$  の任意個の和がゼロであることが、良好な収束のための条件となる. 言うまでもなく、 $\Delta p(j_1)=0, (j_1=0, \dots, k)$  はその条件を最もよく満足しているが、できる限りこれに近い量子化が行えればより良い特性を得ることができる.

### 追従特性

QVLMS アルゴリズムの追従特性は時刻  $k$  を無限大とすることにより得られる. 無限大近辺において式(4.30)の条件が満足されていれば、ほぼ  $\Delta p(k)$  の影響を無視できるため式(4.29)において  $\Delta p(k)$  をゼロとおける. すると式(4.27)は書き換えられて以下のようにになる.

$$K_k \simeq \sigma^2 QG(k)^2 \sum_{i=0}^k (1-\mu)^{2(k-i)} X_i X_i^H = \sigma^2 \frac{\mu_q^2 M}{\mu(2-\mu)} I \quad (4.31)$$

式(4.31)において、 $\mu_q$  は  $QG(k)$  の収束値を示している. そこで、受信信号とレプリカとの平均自乗誤差  $J_k$  は文献[1]より以下のように求められる.

$$J_k = J_{\min} + \text{tr}[R K_k] = \sigma^2 \left( 1 + L \frac{\mu_q^2 M^2}{\mu(2-\mu)} \right) \quad (4.32)$$

式(4.32)における  $R$  は最尤系列推定された信号の自己相関行列の集合平均であり、式(4.16)の場合と同様に単位行列  $I$  している.  $QG(k)^{-1}I$  をできる限り  $\Phi(k)$  に近似して設計すれば、 $\mu_q^2$  はほぼ  $\mu/M$  と同じになり、 $J_k$  は通常の LMS あるいは RLS アルゴリズムを適用した場合と同様の値に収束する.

## 4.5. 分数間隔サンプリング<sup>[95]</sup>への拡張

### 4.5.1 FVLMS アルゴリズム

分数間隔サンプリングの場合、送信信号を  $s_{k+i/P}$  とすると送信信号系列  $s_{k+i/P}$  は次式で定義できる<sup>[86,91-94]</sup>.

$$\begin{aligned} S_{k+i/P} &= \left\{ s_{k+i/P}, s_{k+(i+1)/P}, \dots, s_{k+(i+L)/P} \right\}^T \\ &= \left\{ \sum_{j=0}^{N-1} h_{j+i/P} x_{k-j}, \sum_{j=0}^{N-1} h_{j+(i+1)/P} x_{k-j}, \dots, \sum_{j=0}^{N-1} h_{j+(i+L)/P} x_{k-j} \right\}^T \\ &= \left\{ H_{i/P}, H_{(i+1)/P}, \dots, H_{(i+L)/P} \right\}^T X_k = \mathbf{H}_i X_k \quad (i=0, \dots, P-1) \quad (4.33) \end{aligned}$$

ただし、 $P$  はオーバーサンプル数（1シンボル当たりのサンプル数）を示しており、 $L$  はタップ数を示している。添字  $k+i/P$  は有理数により表現された時刻を表している。添字  $T$  はベクトルあるいは行列の転置を示している。 $H_{i+j/P}$  は送受信フィルタのインパルス応答  $h_{i+(j+m)/P}$ ,  $\{m=0, \dots, L-1\}$  を要素とするベクトルである。また、 $\mathbf{H}_i$  は  $H_{i+j/P}$ ,  $\{j=0, \dots, N-1\}$  を列ベクトルとする行列であり、次式のように表される。

$$\mathbf{H}_i = \begin{pmatrix} h_{i/P} & h_{1+i/P} & \dots & h_{N-1+i/P} \\ h_{(i-1)/P} & h_{1+(i-1)/P} & \dots & h_{N-1+(i-1)/P} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ h_{(i-L+1)/P} & h_{1+(i-L+1)/P} & \dots & h_{N-1+(i-L+1)/P} \end{pmatrix} \quad (4.34)$$

$N$  は送受信フィルタのインパルス応答の長さである。本来は無限大の長さを持つが、本提案の等化器においては回路の実現性より有限の長さ  $N$  で打ち切ることとする。この時、受信信号系列  $r_{k+i/P}$  と送信信号系列  $s_{k+i/P}$  により、事前推定誤差  $e_{k+i/P}$  は次式で定義する。

$$e_{k+i/P} = r_{k+i/P} - \mathbf{W}_{k-1}^H S_{k+i/P} \quad (i=0, \dots, P-1) \quad (4.35)$$

この時の自己相関行列  $\Phi(k)$  と相互相関ベクトル  $\Theta(k)$  は次式で定義できる。

$$\Phi(k) = \sum_{i=0}^{P-1} \Phi_i(k) \quad (4.36)$$



$$\Theta(k) = \sum_{i=0}^{P-1} \Theta_i(k) \quad (4.37)$$

式 (4.36) と (4.37) における  $\Phi_i(k)$  と  $\Theta_i(k)$  は次式で定義する.

$$\Phi_i(k) = (1 - \mu) \Phi_i(k-1) + S_{k+i/P} S_{k+i/P}^H \quad (i=0, \dots, P-1) \quad (4.38)$$

$$\Theta_i(k) = (1 - \mu) \Theta_i(k-1) + r_{k+i/P}^* S_{k+i/P} \quad (i=0, \dots, P-1) \quad (4.39)$$

ここで、 $\Phi_i(k)$  は式 (4.38) より次式のように分解できる.

$$\Phi_i(k) = \mathbf{H}_i \left[ \sum_{j=0}^k \lambda^{k-j} \mathbf{X}_j \mathbf{X}_j^H \right] (\mathbf{H}_i)^H \quad (i=0, \dots, P-1) \quad (4.40)$$

式 (4.40) の右辺における大括弧内は式 (4.5) で定義された自己相関行列であるため、式 (4.7) を適用できる. その場合、式 (4.36) の相関行列は次式で表される.

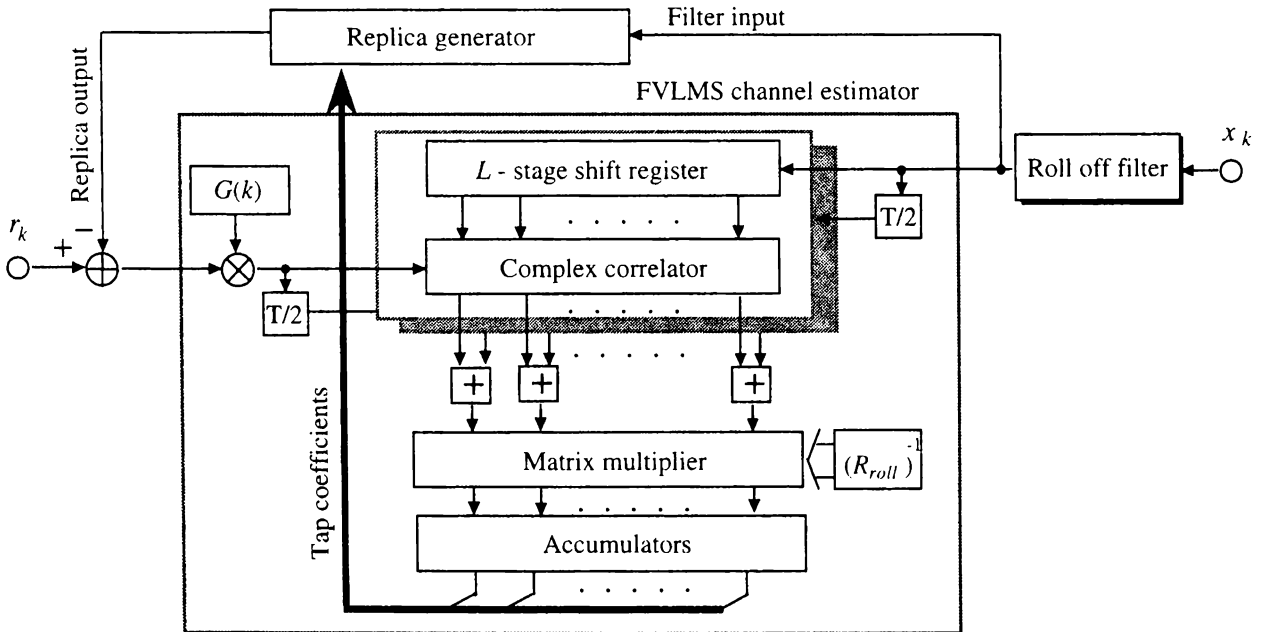


図 4.2 FVLMS アルゴリズムの構成  
(1/2 シンボル間隔サンプリング)

$$\Phi(k) = M \frac{1 - (1 - \mu)^{k+1}}{\mu} \sum_{i=0}^{P-1} \mathbf{H}_i (\mathbf{H}_i)^H = G(k)^{-1} R_{roll} \quad (4.41)$$

ただし、

$$R_{roll} = \sum_{i=0}^{P-1} \mathbf{H}_i (\mathbf{H}_i)^H \quad (4.42)$$

である。その時、タップ係数更新アルゴリズムは式 (4.1) と式 (4.35)、(4.41) より次式で表される。(付録 A)

$$\begin{aligned} W_k &= \Phi(k)^{-1} \Theta(k) \\ &= \Phi(k)^{-1} \sum_{i=0}^{P-1} \left\{ \lambda \Theta_i(k-1) + r_{k+i/P}^* S_{k+i/P} \right\} = W_{k-1} + \Phi(k)^{-1} \sum_{i=0}^{P-1} e_{k+i/P}^* S_{k+i/P} \\ &\approx W_{k-1} + G(k) (R_{roll})^{-1} \sum_{i=0}^{P-1} e_{k+i/P}^* S_{k+i/P} \end{aligned} \quad (4.43)$$

すなわち、式 (4.43) と式 (4.35) より FVLMS アルゴリズムは構成される。

#### 4.5.2 構成

FVLMS アルゴリズムの構成を図 4.2 に示す。同図ではオーバーサンプル数  $P$  を 2 とした場合の構成を示している。シンボル間隔サンプリングの場合と同様に可変ステップサイズパラメータ  $G(k)$  はメモリを用いて実現した。送信符号候補系列は帯域制限フィルタであるロールオフフィルタを経た後、分数間隔のトランスバーサルフィルタにより構成されるレプリカ生成器に入力される。レプリカ生成器では入力ベクトルを伝送路のインパルス応答であるタップ係数により重み付け加算することで受信信号のレプリカ  $s_{k+i/P}$  を出力する。このレプリカ  $s_{k+i/P}$  と受信信号  $r_{k+i/P}$  との誤差を求め、これに重み  $G(k)$  を掛け合わせる。この出力信号とロールオフフィルタ出力信号とで相関演算を行なう。この出力ベクトルは 1 シンボル間隔にわたってベクトル加算される。その出力ベクトルは式 (4.39) で定義した行列  $R_{roll}^{-1}$  を乗算されることでタップ係数の更新量となり、1 時刻前のタップ係数  $W_{k-1}$  に加算され、タップ係数は更新される。分数間隔サンプリングの場合にはシンボル間隔の場合に比較して、トランスバーサルフィルタを分数間隔にする必要があり、さらに行列の乗算を必要とする。

#### 4.5.3 OVLMS アルゴリズム

FVLMS アルゴリズムには二つの線形変換が含まれている．1つはロールオフフィルタによる畳込み演算であり、もう一つは式(4.43)における  $R_{roll}^{-1}$  と相関ベクトルとの乗算である．これら2つの行列の乗算演算を排除することができれば大幅に演算量を低減することが可能となる．一般に、送信信号のランダム性より送信符号における実部と虚部の相関はゼロである．従って、式(4.36)で定義された相関行列  $\Phi(k)$  の集合平均は、実数で表されたエルミート行列となる．このエルミート行列は直交行列  $U$  によって以下のように変換できる．

$$\Phi(k) U = U \Lambda(k) \quad (4.44)$$

式(4.44)は一般に相似変換と呼ばれ、 $\Lambda(k)$  は相関行列  $\Phi(k)$  の固有値を要素とする対角行列である．また、直交行列  $U$  には  $U^H = U^{-1}$  という関係があるため対角行列  $\Lambda(k)$  は以下のように表される．

$$\Lambda(k) = U^H \Phi(k) U = \left\{ G(k) \right\}^{-1} U^H R_{roll} U = \left\{ G(k) \right\}^{-1} \Lambda \quad (4.45)$$

すなわち、 $U$  は  $R_{roll}$  の直交変換行列でもある．つまり、FVLMS アルゴリズムを形成するベクトル空間に直交変換を施すことにより、その相関行列を対角化することができる．FVLMS アルゴリズムにおける相関行列は、式(4.41)で示されるようにロールオフフィルタインパルス応答ベクトルにより構成されており、対角化を行うことはロールオフフィルタのインパルス応答ベクトルを変換することに等しい．すなわち、直交変換によりフィルタインパルス応答は以下のように変換される．

$$\Lambda = U^H R_{roll} U = \sum_{i=0}^{P-1} U^H \mathbf{H}_{i/P} (\mathbf{H}_{i/P})^H U = \sum_{i=0}^{P-1} \mathbf{T}_{i/P} (\mathbf{T}_{i/P})^H \quad (4.46)$$

ただし、 $\mathbf{T}_{i/P} = U^H \mathbf{H}_{i/P}$  である．このようにインパルス応答が直交変換された場合、推定送信信号も変換を受け、変換後送信信号  $S'_{k+i/P}$  として以下のように定義される．

$$S'_{k+i/P} = \mathbf{T}_{i/P} X_k \quad (4.47)$$

また、式(4.44)と式(4.47)の関係を利用することで、FVLMS アルゴリズムのタップ係数更新式における相関行列が対角化され、式(4.43)のタップ係数更新は以下のような簡易な演算に書き換えられる．

$$W_k = W_{k-1} + G(k) \Lambda^{-1} \sum_{i=0}^{P-1} e_{k+iP}^* S_{k+iP} \quad (4.48)$$

OVLMS アルゴリズムはこの式(4.48)と式(4.35)より構成される。式(4.48)からもわかるように、OVLMS アルゴリズムではFVLMS アルゴリズムに存在した行列演算が完全に排除されたため、その演算量はタップ数に対して一次関数的にしか増大しない。さらに、式(4.48)における  $G(k)\Lambda^{-1}$  は各タップ毎に初期値の違う可変ゲイン項とみなすことができるため、VLMS の場合と同様ROMにより簡易に実現できる。従って、OVLMS アルゴリズムは分数間隔サンプリングのLMSアルゴリズムと同程度の演算量で実現することが可能となる。

#### 4.5.4 固有値展開による OVLMS アルゴリズムのタップ数低減

直交行列を  $U=\{V_0, V_1, \dots, V_{L-1}\}$  と書き表すと、自己相関行列  $\Phi(k)$  はスペクトラム分解定理によって以下のように表される。

$$\Phi(k) = G(k)^{-1} \sum_{i=0}^{L-1} \lambda_i V_i V_i^H \quad (4.49)$$

$\lambda_i$  は対角行列  $\Lambda$  の  $i$  番目の対角要素であり、固有ベクトル  $V_i$  に対応する固有値を表している。一般に自己相関行列の固有ベクトル  $V_i$  は周波数  $f_i$  の正弦波ベクトルを示しているため、 $\lambda_i$  は送信信号系列の周波数  $f_i$  に対するスペクトラム強度を示している。(付録B) 前述のように、エリアジング歪みを避けるため、受信信号はナイキスト周波数の2倍以上の速度でサンプリングされている。ところが、ロールオフ率を  $\alpha$  とすれば信号帯域自体は  $(1+\alpha)/(2T)$  以下にしか存在しない。例えば、サンプリングをシンボルレートの  $P$  倍で実行した場合には、 $(1+\alpha)/(2T) < f < P/(2T)$  の周波数帯には信号成分が存在しない。従って、その周波数帯に対応した固有値は有為な値を持たない。すなわち、 $\lambda_{sr}$  を周波数  $(1+\alpha)/(2T)$  に対応した固有値とすれば以下のような関係になる。

$$\lambda_0 > \dots > \lambda_{sr-1} \gg \lambda_{sr} \geq \dots \geq \lambda_{L-1} \simeq 0 \quad (4.50)$$

式(4.50)から分かるように、 $\lambda_{sr}$  から  $\lambda_{L-1}$  までの固有値、固有値に対応する固有ベクトルはほとんど等化処理に影響を与えないため、この  $(L-sr)$  個の固有値あるいは固有ベクトルを排除する。従って、自己相関行列  $\Phi(k)$  は以下のように書き表せる。

$$\Phi(k) = G(k)^{-1} \sum_{i=0}^{sr-1} \lambda_i V_i V_i^H = \Phi_{sr}(k) \quad (4.51)$$

以上のように  $(L-sr)$  個のベクトル群をカーネル空間とみなすと、アルゴリズムは射影空間に対応した直交ベクトル群により構成できる。すなわち、直交行列は以下のような  $P \times sr$  の長方形列で表せる。

$$U_{sr} = \{V_0, V_1, \dots, V_{sr-1}\} \quad (4.52)$$

直交行列  $\Lambda$  も同様の理由から次元が縮小し、 $sr$  次元の対角行列  $\Lambda_{sr} = \{\lambda_0, \lambda_1, \dots, \lambda_{sr-1}\}$  に変換される。以上のように対角行列および直交行列の次元を縮小することで、OVLMS アルゴリズムはそのタップ長を  $L$  から  $sr$  にまで低減することが可能となる。すなわち、冗長な固有値および固有ベクトルを無視することで、OVLMS アルゴリズムでは FVLMS アルゴリズムより演算量を低減することが可能となる。加えて、高速なマルチパスレイリーフェージング環境下ではタップ数が少ないほど伝送路への追従性が高まるため、OVLMS アルゴリズムを適用した適応型 MLSE 等化器はより高い等化能力を得ることができる。また、送受信のフィルタ系のロールオフ率を  $\alpha$  とすると、 $sr$  は以下のように設定できる。

$$sr = L_w(1 + \alpha) \quad (4.53)$$

ここで  $L_w$  は適応型 MLSE 等化器の観測長、つまり MLSE の拘束長を示している。FVLMS アルゴリズムが  $L_w P$ 、すなわち観測長  $L_w$  とオーバーサンプル数  $P$  の積に比例して演算量が増大するのに対して、OVLMS アルゴリズムでは観測長  $L_w$  のみに比例して演算量が増大するのみで、オーバーサンプル数には無関係である。従って、高いオーバーサンプリングが必要とされるシステムでは OVLMS アルゴリズムの演算量低減効果が著しくなる。

## 4.6 OVLMS アルゴリズムの理論特性解析

### 4.6.1 FVLMS アルゴリズムとの比較

#### タップ係数

直交変換によって基底ベクトルが変換されたため、タップ係数ベクトルも直交変換を受ける。すなわち、式(4.3)と(4.33)より理想タップ係数ベクトル  $W_{opt}$  は次式のように変換されている。

$$\begin{aligned}
W_{opt} &= E[W_k] = E \left[ \Lambda(k)^{-1} \sum_{i=0}^{P-1} r_{k+i/P}^* S_{k+i/P}' \right] \\
&= E \left[ U^H \Phi(k)^{-1} U \sum_{i=0}^{P-1} r_{k+i/P}^* U^H S_{k+i/P} \right] = U^H W_{opt}^{FVLS} \quad (4.54)
\end{aligned}$$

式(4.52)において $W_{opt}^{FVLS}$ はFVLS アルゴリズムの最適タップ係数であり、 $U$ は直交変換行列である。

### 事後推定誤差

事後推定誤差 $e_{k+i/P}$ についても同様であって、式(4.35)と(4.54)より直交変換によって以下のように変換される。

$$\begin{aligned}
e_{k+i/P} &= r_{k+i/P} - W_{opt}^H S_{k+i/P}' \\
&= r_{k+i/P} - \left( U^H W_{opt}^{FVLS} \right)^H U^H S_{k+i/P} = e_{k+i/P}^{FVLS} \quad (4.55)
\end{aligned}$$

すなわち、基底ベクトルに直交変換を施しても、事後推定誤差自体は不変量として保存されている。従って、OVLMS-MLSE 等化器は、直交変換を受けても誤り率特性を維持している。すなわち、タップ数が同一であればOVLMS-MLSE 等化器はFVLS-MLSE 等化器と同様の特性を持つ。

### 4.6.2 受信ロールオフフィルタの影響

第4.5節でも述べたように、受信信号はナイキストレートの2倍以上でサンプリングされ受信機に備えられた受信ロールオフフィルタを経た後、等化器に入力される。送信信号を $S_{k+i/P}$ とすれば、受信信号 $r_{k+i/P}$ は以下のように表される。

$$r_{k+i/P} = C_k^H S_{k+i/P} + n_{k+i/P} \quad (i=0, \dots, P-1) \quad (4.56)$$

式(4.56)において $n_{k+i/P}$ と $C_k$ は複素数で表された雑音と伝送路のインパルス応答(CIR: Channel Impulse Response)ベクトルを示している。受信信号 $r_{k+i/P}$ は受信ロールオフフィルタにより帯域制限を受けており、ベースバンド帯において $(1+\alpha)/2T$ 以上の周波数成分を持ち得ない。その時、受信機のLNAで発生した白色ガウス雑音 $n_{k+i/P}$ もロールオフフィルタの影響を受けて、時間相関をもつようになる。この帯域制限を受けた雑音 $n_{k+i/P}$ の自己相関関数は以下のように表すことができる<sup>[100]</sup>。

$$E[n_i n_j^*] = \begin{cases} \sigma^2 & \cdots i=j \\ \sigma^2 \beta_{|i-j|} & \cdots |i-j| \leq 1 \\ 0 & \cdots |i-j| \geq 1 \end{cases} \quad (4.57)$$

式(4.57)において $|\cdot|$ は実数値の絶対値をとる関数、 $\beta_i \{ \beta_i \geq 0, i=1, \dots, L-1 \}$ は時間 $i$ 隔たった雑音の相互相関関数であり、 $\{ \beta_i : i < j \Rightarrow \beta_i \geq \beta_j \}$ という特性を持っている。また $\sigma^2$ は雑音の分散である。

#### 4.6.3 追従特性

式(4.3)および(4.4)、(4.5)、(4.56)より OVLMS アルゴリズムによって推定されたタップ係数ベクトル $W_k$ は次式で与えられる。

$$\begin{aligned} W_k &= \Phi(k)^{-1} \Theta(k) = G(k) \Lambda^{-1} \sum_{i=0}^k (1-\mu)^{k-i} \sum_{j=0}^{P-1} r_{i+j/P}^* S_{i+j/P} \\ &= W_{opt} + G(k) \Lambda^{-1} \sum_{i=0}^k (1-\mu)^{k-i} \sum_{j=0}^{P-1} e_{i+j/P}^* S_{i+j/P} \end{aligned} \quad (4.58)$$

式(4.58)において $W_{opt}$ は最適タップ係数ベクトルを示している。タップ係数推定誤差 $\Delta W_k$ を $\Delta W_k = W_k - W_{opt}$ と定義すれば、タップ係数の共分散行列 $K_k$ は式(4.7)および(4.57)、(4.58)より次式のように表される。(付録C)

$$\begin{aligned} K_k &= E \left[ (W_k - W_{opt})(W_k - W_{opt})^H \right] \\ &= G(k)^2 \Lambda^{-1} \left\{ \sum_{i_1=0}^k \sum_{i_2=0}^k (1-\mu)^{2k-i_1-i_2} \sum_{j_1=0}^{P-1} \sum_{j_2=0}^{P-1} n_{i_1+j_1/P}^* n_{i_2+j_2/P} S_{i_1+j_1/P} S_{i_2+j_2/P}^H \right\} \Lambda^{-1} \\ &= \sigma^2 \Lambda^{-1} \left\{ \frac{\mu(1+(1-\mu)^{k+1})}{(2-\mu)(1-(1-\mu)^{k+1})} \left( P + 2 \sum_{\delta_j=1}^{P-1} \beta_{\delta_j} \left( (P-\delta_j) R_{\delta_j}^{(0)} + \delta_j (1-\mu) R_{\delta_j}^{(1)} \right) \Lambda^{-1} \right) \right\} \end{aligned} \quad (4.59)$$

式(4.59)において $R_{\delta_j}^{(0)}$ と $R_{\delta_j}^{(1)}$ は以下のように定義される。

$$R_{\delta_j}^{(0)} = U \left( \sum_{i=-\delta_j}^{P-\delta_j-1} T_i T_{i+\delta_j}^H \right) U^H \quad (4.60.1)$$

$$R_{\delta j}^{(1)} = U \left( \sum_{i=P-\delta j}^{2P-\delta j-1} T_i T_{i+\delta j}^H \right) U^H \quad (4.60.2)$$

式(4.59)から OVLMS アルゴリズムによる受信信号の平均自乗誤差  $J_k$  は次式で与えられる。

$$J_k = \sigma^2 + \text{tr} \{ \Lambda K_k \} = \sigma^2 \left[ 1 + \frac{\mu}{(2-\mu)} \left\{ 1 + \frac{2}{(1-\mu)^{-k-1} - 1} \right\} \right. \\ \left. \cdot \left\{ PL + 2 \sum_{\delta j=1}^{P-1} \beta_{\delta j} \left( (P-\delta j) R_{\delta j}^{(0)} + \delta j (1-\mu) R_{\delta j}^{(1)} \right) \Lambda^{-1} \right\} \right] \quad (4.61)$$

通常、ステップサイズ  $\mu$  は  $0 < \mu \leq 1$  のように設定するため、式(4.61)における指数関数項  $(1-\mu)^{-k-1} - 1$  は時刻  $k$  の増大とともに指数関数的に単調に減少する。従って、平均自乗誤差  $J_k$  もまた時刻  $k$  とともに指数関数的に減少してゆく。 $\mu$  を非常に小さい値に設定した場合、 $(1-\mu)^{-k-1}$  は  $1+(k+1)\mu$  と等価みなすことができ、平均自乗誤差  $J_k$  は  $(k+1)^{-1}$  型の関数となる。文献[1]によれば RLS アルゴリズムもほぼ同様の関係があることから、OVLMS アルゴリズムと RLS アルゴリズムは同等の初期収束特性を有していることがわかる。

OVLMS アルゴリズムの追従特性も同様に平均自乗誤差で評価することができる。これは、式(4.61)において時刻  $k$  を無限大に持っていくことによって簡単に求めることができ、以下のように表される。

$$J_k = \sigma^2 \left[ 1 + \frac{\mu}{(2-\mu)} \left\{ PL + 2 \sum_{\delta j=1}^{P-1} \beta_{\delta j} \left( (P-\delta j) R_{\delta j}^{(0)} + \delta j (1-\mu) R_{\delta j}^{(1)} \right) \Lambda^{-1} \right\} \right] \quad (4.62)$$

式(4.62)より、MLSEにおけるブランチメトリックを与える平均自乗誤差  $J_k$ 、タップ長およびステップサイズの関数になっていることが分かる。式(4.62)ではオーバーサンプル数に比例してパスメトリックが大きくなるが、同様にオーバーサンプル数が増えることによりレプリカの信号電力も比例して大きくなるため、MLSEの特性劣化につながることはない。



#### 4.6.4 サンプリングタイミング誤差の影響

サンプリング位相誤差がある場合の OVLMS のタップ係数の集合平均値は式 (4.3)、(4.6)、(4.41) より次式で与えられる。

$$\begin{aligned} E[W_k] &= \Lambda^{-1} E \left[ \sum_{j=0}^{P-1} \dot{r}_{n+(j+l)/P}^* \dot{S}_{n+j/P} \right] \\ &= \Lambda^{-1} U^H \left\{ \sum_{j=0}^{P-1} H_{j/P} H_{(j+l)/P}^H \right\} C = \Lambda^{-1} U^H R_{roll}(l) C \end{aligned} \quad (4.63)$$

式 (4.63) において  $l/P$  はサンプリングタイミング誤差を示している。また、式 (4.63) においても送信符号のランダム性より  $E[XX^H]$  が単位行列になるという関係を用いている。サンプリング位相誤差のある場合、ロールオフフィルタインパルス応答ベクトルの自己相関関数  $R_{roll}(l)$  は次式で定義される。

$$\left\{ R_{roll}(l) \right\}_{s,t} = \sum_{i=0}^{k-1} \left( \sum_{j=0}^{P-1} h_{i+(j-s)/P} h_{i+(j+l-t)/P}^* \right) \quad (4.64)$$

式 (4.64) において、 $\{ R_{roll}(l) \}_{s,t}$  は行列  $R_{roll}(l)$  の  $s$  行、 $t$  列の要素を示している。式 (4.64) において  $R_{roll}(l)$  の  $s, t$  要素はお互いに初期位相が  $(s+t-l)/P$  異なった分数間隔の送信信号系列間の相互相関を示している。従って、この要素はすべてサンプリング定理を満足している。すなわち、行列  $R_{roll}(l)$  もまたエリアジング歪みを受けていない。一方、時間の経過と共にロールオフフィルタのインパルス応答は急速に収束するので、観測シンボル数が十分に大きくなると初期位相の問題がなくなり、 $R_{roll}(l)$  は完全な Toeplitz 行列となる。Toeplitz 行列であるなら、式 (4.64) において  $t-l=t'$  と変数変換すれば以下の関係が得られる。

$$\left\{ R_{roll}(l) \right\}_{s,t} = \left\{ R_{roll}(0) \right\}_{s, t'+l} = \left\{ R_{roll} \right\}_{s, t'+l} \quad (4.65)$$

式 (4.64) からわかるように、 $R_{roll}(l)$  は行列  $R_{roll}$  の行を  $l$  個シフトしたものとみなすことができる。式 (4.45) を (4.63) に代入し、式 (4.65) を利用し、同様の係数変換を行えばタップ係数の集合平均値は次式で与えられる。

$$E[W_k] = \Lambda^{-1} U R_{roll}(l) C = \Lambda^{-1} U R_{roll} C(l) = U C(l) \quad (4.66)$$

式 (4.66) においてベクトル  $C(l)$  は  $\{ C(l) \}_s = \{ C \}_{s-l}$  と定義する。ここで  $C(n)$  はチャネルインパルスレスポンス  $C$  を  $n$  だけシフトしたベクトルを示している。すなわち、最適点

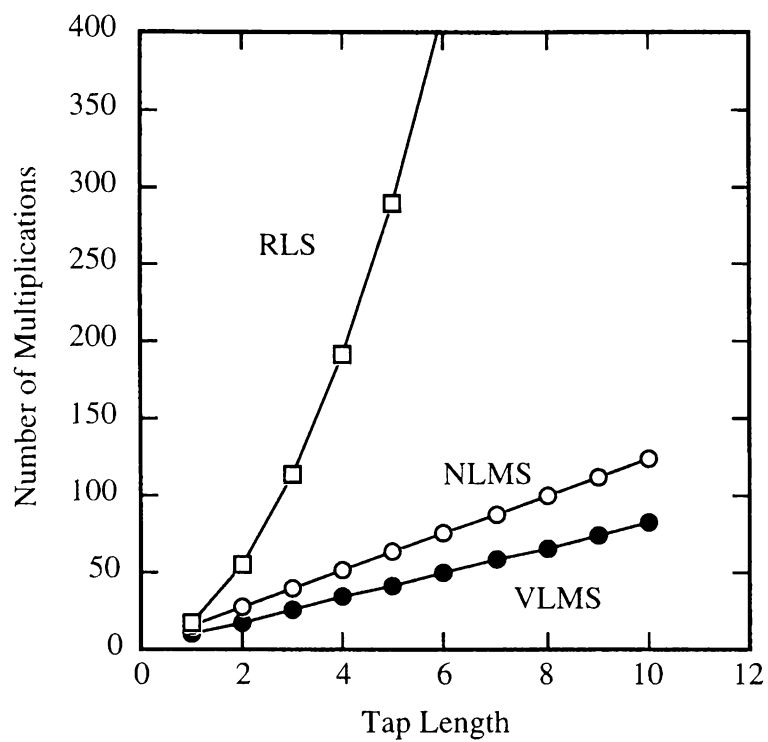


図 4.3 乗算器の数による回路規模の比較  
(シンボル間隔サンプル)

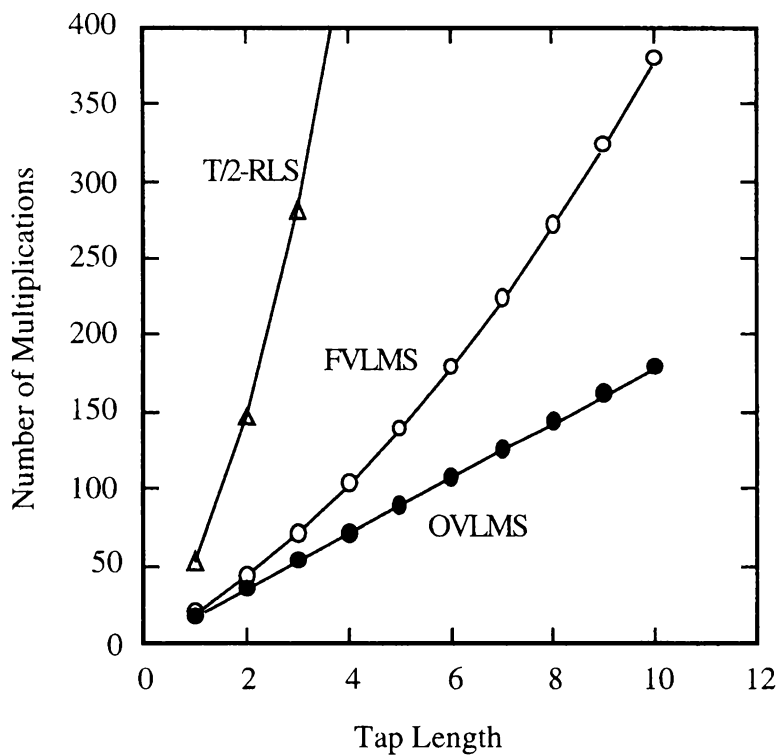


図 4.4 乗算器の数による回路規模の比較  
(1/2 シンボル間隔サンプル)

からの $l/P$ のサンプリング位相誤差はOVLMSアルゴリズムでは、チャネルインパルスレスポンスの時間遅れとして現れるのみで、エリアジング等による劣化を受けずに正確に伝送路推定が可能なことがわかる。従って、最適点からの誤差 $l/P$ がMLSEの観測窓に入っていれば、OVLMS-MLSE等化器はサンプリング位相誤差による劣化を受けることなく等化処理が可能であることがわかる。

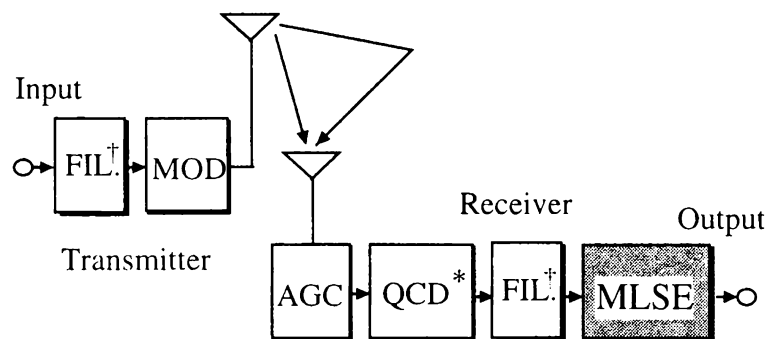
すなわち、サンプリング位相誤差が発生した場合にも正確なチャネル推定を成功させるためには以下の構造が必須であることがわかる。

- (1) 受信信号の分数間隔サンプリング
- (2) 分数間隔のタップ付き遅延線で構成されるレプリカ生成器
- (1) については言うまでもなく、式 (4.66) を満足するには (2) も必須の条件となる。

## 4.7 演算量の比較

等化器を精度良く実現するには、8ビット以上のビット幅をもつ各演算器が必要になる。その場合、8ビット乗算器および加算器は1.1kgate程度、340gate程度で各々実現されるのに対し、一バーストを120シンボルとした場合に8ビットで表現された $G(k)$ は1.0 k gate以下で実現でき、かつタップ数と無関係であるため積和演算の多いアルゴリズムではほとんど無視できる。また、移動通信に適用される等化器は複素ベクトルあるいは行列による積和演算により実現される。複素数の積和演算は2倍の実数加算と4倍の積算により実現される。その場合、上述のように乗算器は加算器の約3倍のゲート数が必要となるため、等化器の回路規模の評価は乗算回数により行なえる。移動通信のための効果的なアルゴリズムとして提案されたQT-LMS、EILSアルゴリズムはLMSあるいはRLSアルゴリズムを組み合わせ構成され、次数やバースト内に占めるトレーニング信号数で演算量が異なるため、ここでは比較としてRLSアルゴリズムを取り上げた。演算量の比較として、各アルゴリズムの1シンボル当たりの乗算回数としてシンボル間隔の場合の比較を図4.3に示す。RLSアルゴリズムでは行列演算を含むためタップ数の自乗に比例して演算量が増大するのに対し、VLMSアルゴリズムは可変ステップサイズパラメータを除いてLMSアルゴリズムと同様の構成により実現されるため、回路構成はタップ数に対して一次関数的にしか増加しない。

分数間隔の場合の演算量の比較を図4.4に示す。1/2シンボル間隔の場合にはRLSアルゴリズムはシンボル間隔内に2度の演算を行なうためシンボル間隔の場合に比較して2倍の乗算回数が必要になる。一方、FVLMSではシンボル間隔の場合に比較して行列演算

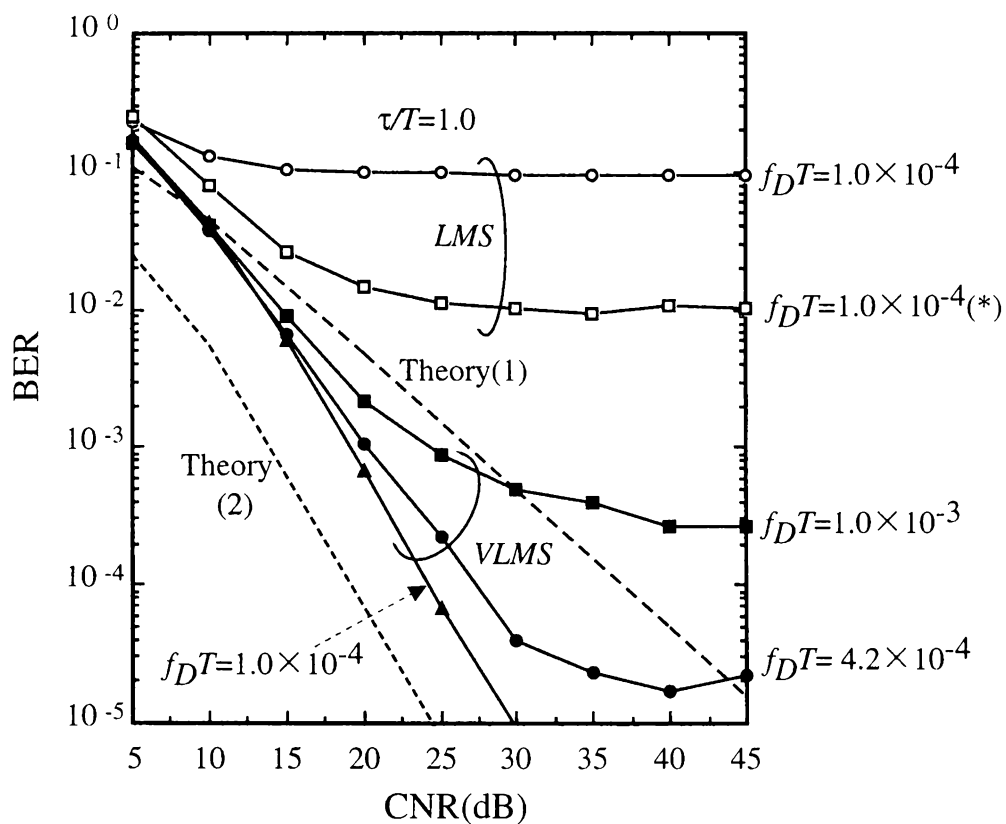


FIL<sup>†</sup> : Roll off filter  
MOD : Modulator  
QCD\* : Quasi coherent detector

図 4.5 実験系の構成

表 4.1 実験の諸元

項目	VLMS-MLSE	FVLMS-MLSE, OVLMS-MLSE
最大ドップラー周波数( $f_D T$ )	1.0, $4.2 \times 10^{-4}$ , $1.0 \times 10^{-3}$	1.0, 2.0, $4.2 \times 10^{-4}$
遅延量 ( $\tau/T$ )	1.0	0.2
フェーシングモデル	2波独立レーリ	2波独立レーリ
状態数	4 状態	16 状態
メモリ長	5 シンボル	10 シンボル
タップ数	2	4
ステップサイズパラメータ( $\mu$ )	0.05	0.05



Theory (1):  $\tau=0, f_D=0\text{Hz}$  準静的のレイリーフェージングにおける同期検波理論値  
 (2): 最大比合成ダイバーシチの理論値  
 \*: 但し、トレーニング長を1.5倍に拡張している。

図 4.6 BER 特性 (VLMS-MLSE)

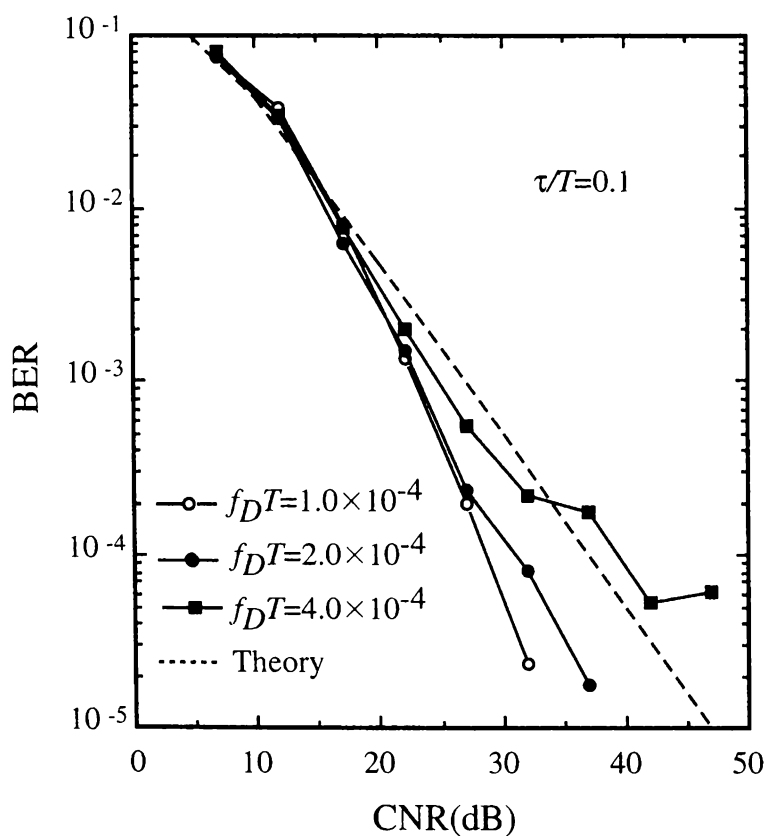
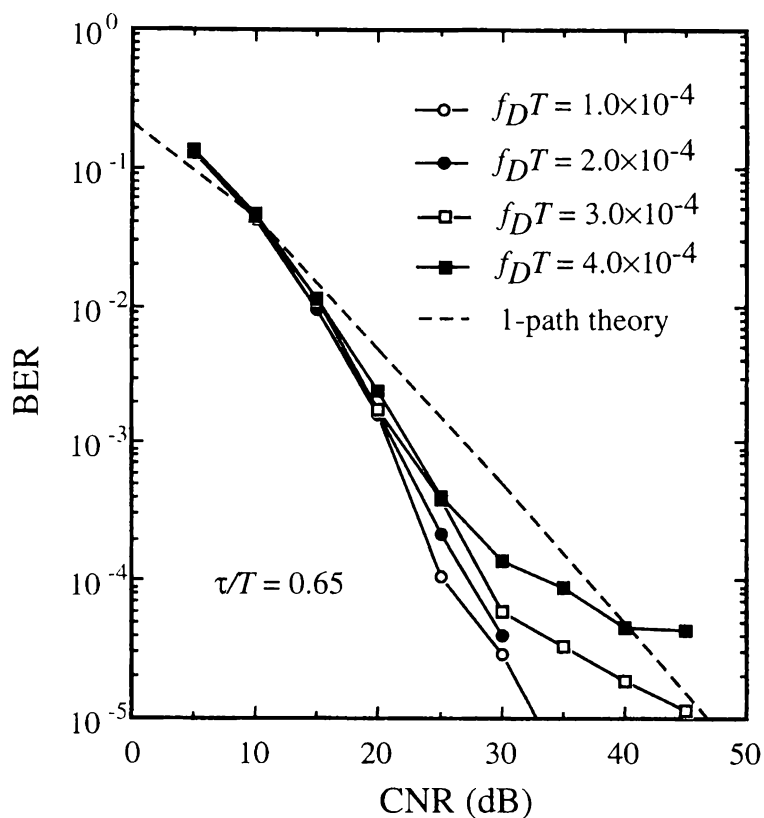
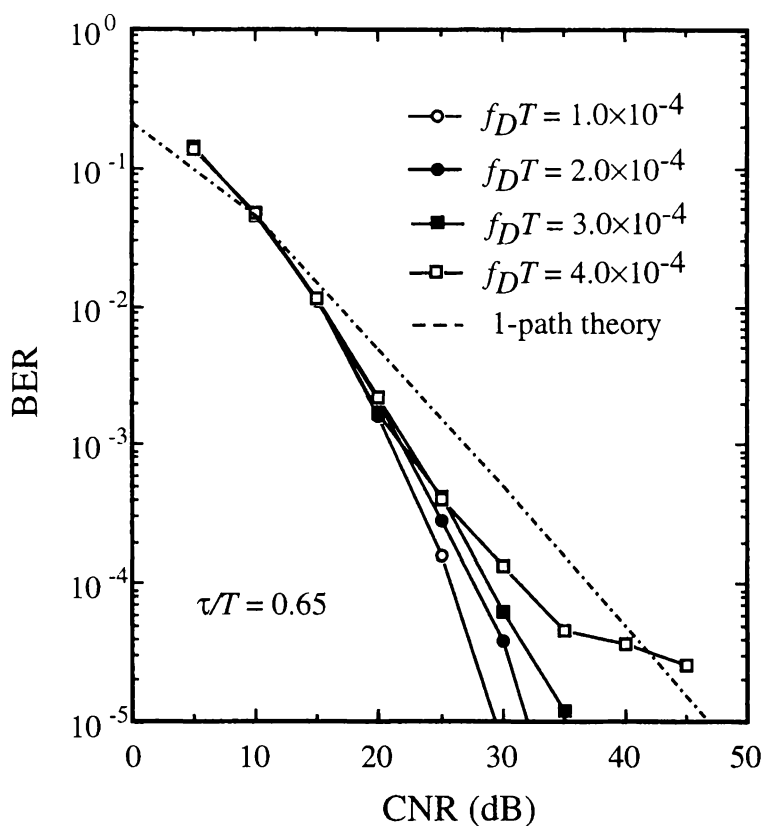


図 4.7 BER 特性 (FVLMS-MLSE)



Theory : 準静的レイリーフェージングにおける同期検波理論値

図 4.8 BER 特性 (OVLMS-MLSE)



Theory : 準静的レイリーフェージングにおける同期検波理論値

図 4.9 BER 特性 (タップ数を削減した OVLMS-MLSE)

が必要となるため演算回数が増大する．これに対して、OVLMSアルゴリズムではFVLMSアルゴリズムで必要だった行列演算を完全に排除したため、タップ数に対して一次関数的にしかその演算量を増大させない．すなわち、シンボル間隔の場合にはVLMSアルゴリズム、分数間隔の場合にはOVLMSアルゴリズムを適用することで、RLSアルゴリズム相当の高速収束特性がLMSアルゴリズム相当の演算量で実現できることがわかる．

## 4.8. 実験

### 4.8.1 構成

図4.5にハードウェア実験系の構成を示す．変調方式としてはQPSK変調を適用した．フィルタ系の伝達関数はコサインロールオフを適用し、ロールオフ率は0.5、送受信側各々にルートロールオフフィルタを備える構成とし、IFの周波数は90MHzとした．受信された変調信号はIF帯のAGC増幅器を通過した後に準同期検波されベースバンド帯に変換される．この直交(Iチャンネル)と同相(Qチャンネル)成分は各々A/D変換され、FIR (Finite Impulse Response) フィルタで実現されたルートロールオフフィルタを経た後にシンボル間隔サンプリング、あるいは分数間隔サンプリングを適用した適応型MLSE等化器に入力される構成とした．この時、等化器は1チップDSPにより実現した．また、A/D変換のビット幅は12ビットとした．フレーム構成はバースト長を240ビット、トレーニング信号をバーストの先頭に24ビット付加した構成とした．また、分数間隔サンプリングの適応型MLSE等化器のサンプリング周期は1/2シンボル間隔とした．シンボル間隔サンプリングと分数間隔サンプリングの適応型MLSE等化器および伝送路パラメータの諸元を表4.1に示す．本章では2波レイリーフェージングを適用したが、シンボル間隔サンプリングの等化器の場合には遅延スプレッドに応じて、サンプリング位相誤差による特性劣化が発生し、アルゴリズム自体の評価を困難にする．そこで、最良の特性を発揮する1シンボル遅延の2波レイリーフェージング伝送路で特性を検証した．最尤系列推定アルゴリズムにはビタビアルゴリズム<sup>[62]</sup>を適用した．

### 4.8.2 BER 特性

図4.6にVLMSアルゴリズムを適用した適応型MLSE(VLMS-MLSE)等化器のBER特性を示す．クロック周波数による正規化最大ドップラー周波数 $f_D T$ は $1.0 \times 10^{-4}$ 、 $4.2 \times 10^{-4}$ 、 $1.0 \times 10^{-3}$ であり、各々クロック周波数192kHzにおいて20.0Hz、80.0Hz、200.0Hzのドップラー周波数に相当する．2ブランチの最大比合成ダイバーシチと準静的レイリーフェージングの特性を理論値として付記する．比較のために同図にはトレーニング信号のビット数を変化させた場合の、LMSアルゴリズムを適用した適応型MLSE(LMS-MLSE)等化器

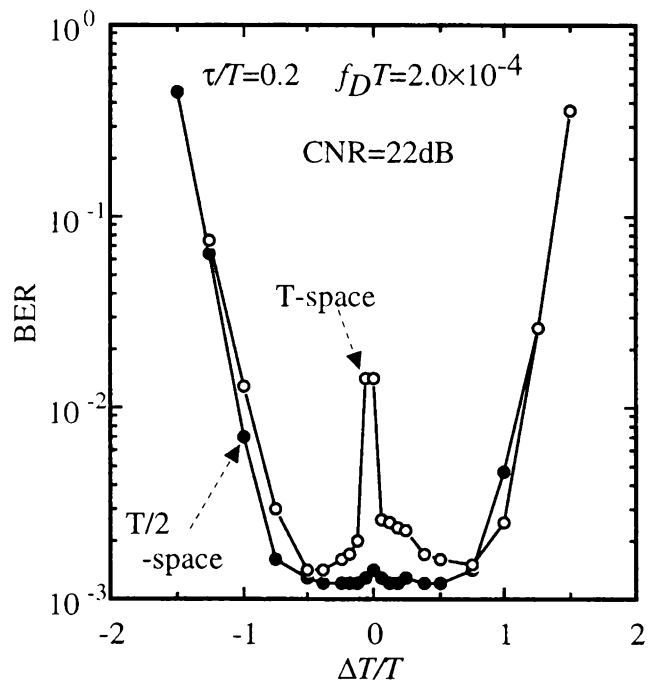


図 4.10 サンプリング位相誤差特性 (FVLMS-MLSE)

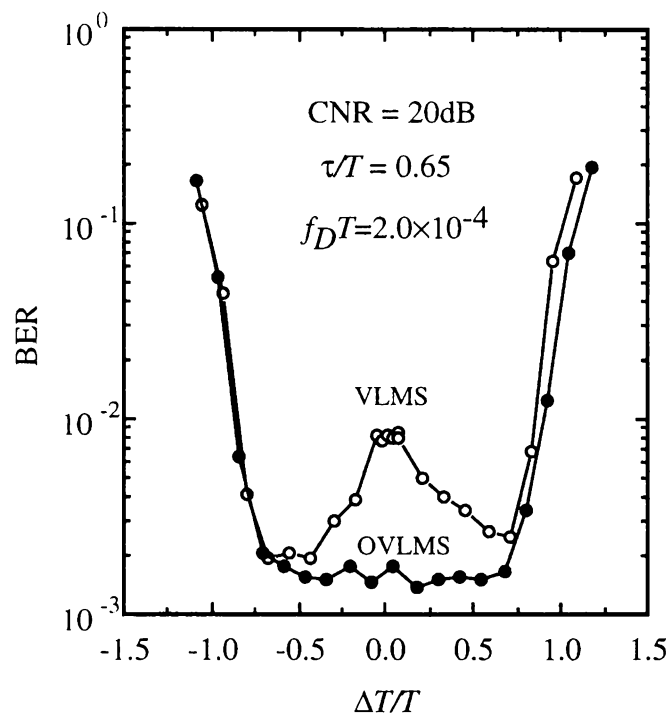
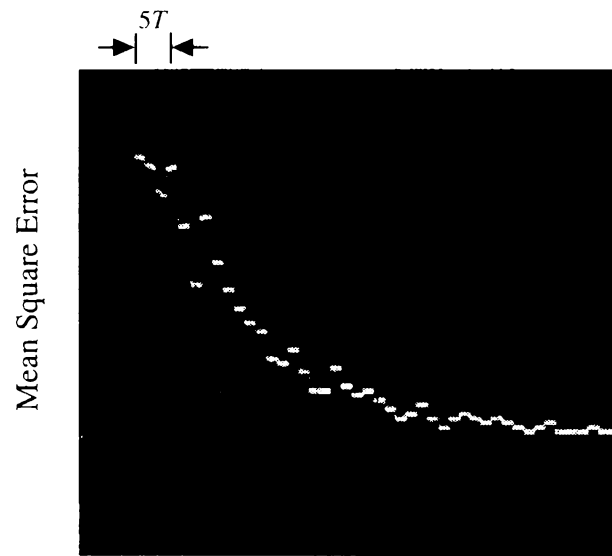
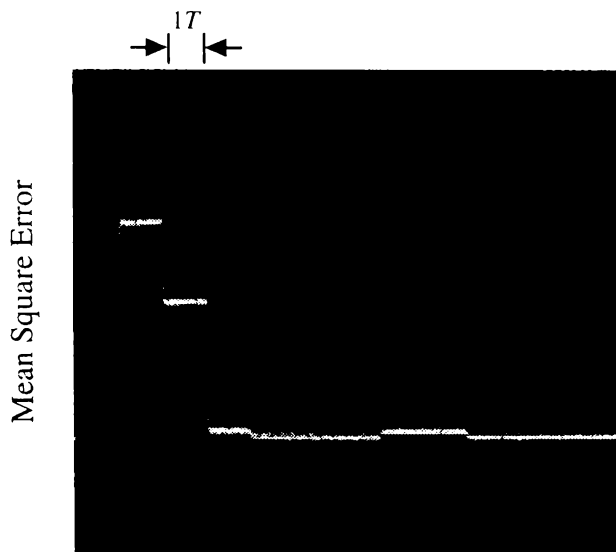


図 4.11 サンプリング位相誤差特性 (OVLMS-MLSE)

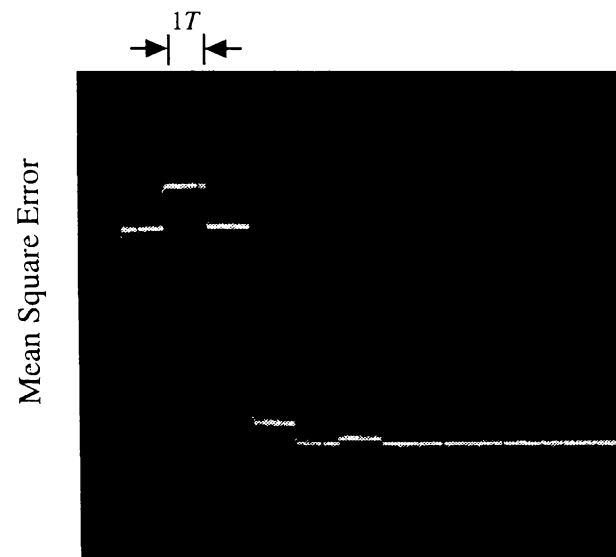




(a) LMS-MLSE 等化器



(b) RLS-MLSE 等化器



(c) VLMS-MLSE 等化器

$\tau/T=1.0$   
 $f_d T=2.0 \times 10^{-4}$   
 $\text{CNR}=20\text{dB}$

図 4.12 初期収束特性 (シンボル間隔アルゴリズム)

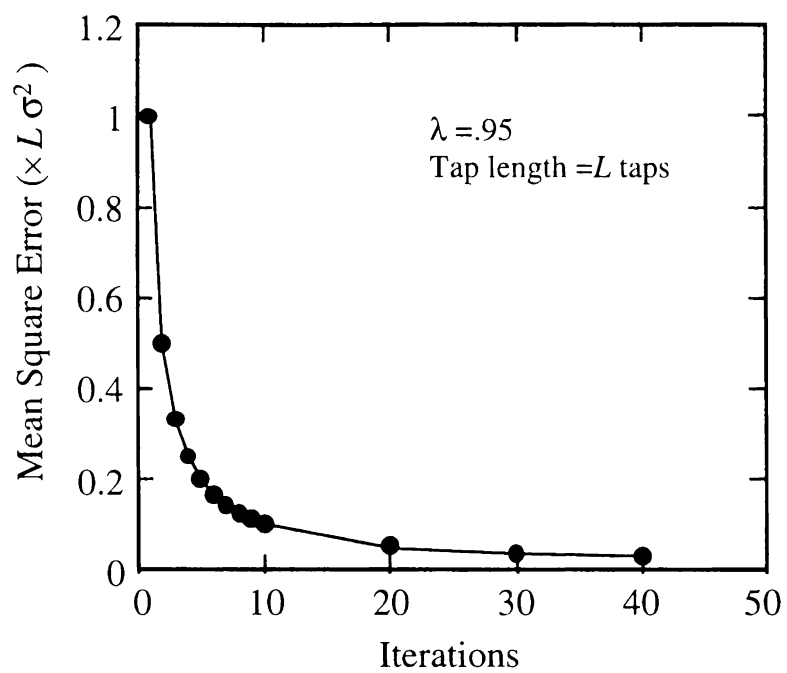


図 4.13 理論初期収束特性 (シンボル間隔アルゴリズム)

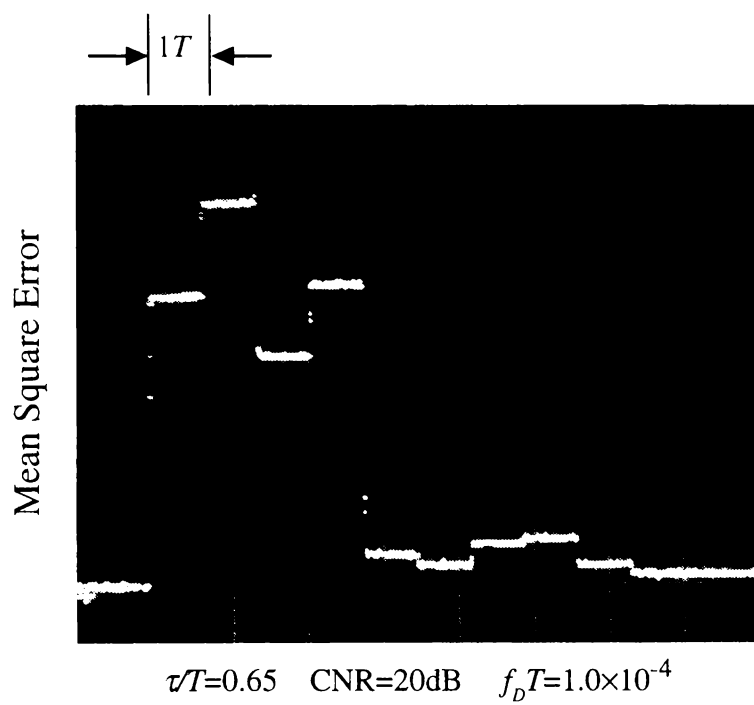


図 4.14 OVLMS-MLSE の収束特性

の特性も付記する．LMS-MLSE 等化器では長いトレーニングビット系列を適用するとフロア誤りが改善できることから分かるように、24 ビットのトレーニング長では初期引込が不十分なため  $1.0 \times 10^{-1}$  でフロア誤りを発生する．一方、VLMS-MLSE 等化器では  $f_D T$  が  $4.2 \times 10^{-4}$  においてもフロア誤り率を  $1.0 \times 10^{-4}$  以下に抑圧できている．

図 4.7 に分数間隔サンプリングの等化器である FVLMS-MLSE 等化器の BER 特性を示す．クロック周波数による正規化最大ドップラー周波数  $f_D T$  は  $1.0 \times 10^{-4}$ 、 $2.0 \times 10^{-4}$  および  $4.2 \times 10^{-4}$  である．理論値としては準静的のレイリーフェージングにおける同期検波の理論値を用いている．遅延波の正規化遅延量  $\tau T$  は 0.2 とした． $f_D T$  が  $1.0 \times 10^{-4}$  の場合には BER が  $1.0 \times 10^{-4}$  点において、理論値からのインプリシットダイバーシチ利得は 5.0dB である．すなわち、クロック周波数 192kHz を想定した場合にはドップラー周波数 80Hz でも高い特性改善効果があることがわかる．また同時に、フロア誤りも  $1.0 \times 10^{-4}$  以下に抑圧できる．一方、OVLMS-MLSE 等化器の特性を図 4.8 に示す．ロールオフ率 0.5 の帯域制限により  $0.75/T$  までしか信号成分を持たないため、OVLMS-MLSE 等化器ではタップ数を 4 から 3 に低減して実験的に特性を検証した．その場合の特性を図 4.9 に示す．タップ数を短くしても FVLMS-MLSE 等化器と同様か、あるいはそれ以上の特性が得られていることが分かり、演算量を低減しながら優れた特性を実現していることが確認できる．

#### 4.8.3 サンプリング位相誤差特性

VLMS、FVLMS-MLSE 等化器のサンプリング位相誤差に対する BER 特性を図 4.10 に示す．この時の VLMS-MLSE 等化器は観測ウインドウ、パスメモリ長、 $\mu$  も FVLMS-MLSE 等化器と同様になるよう各々 16 状態、3 タップ、10 シンボル、0.05 とした．CNR は 22dB とし、遅延波の正規化遅延量  $\tau T$  は 0.2、正規化最大ドップラー周波数  $f_D T$  は  $2.0 \times 10^{-4}$  である．VLMS-MLSE 等化器ではサンプリング位相誤差  $\Delta T/T$  が 0 の付近において鋭い特性劣化が見られるが、FVLMS-MLSE 等化器では  $\Delta T/T$  が 0 付近のサンプリング位相誤差に対してまったく特性劣化が見られない．また、サンプリング位相に無関係に、VLMS-MLSE 等化器より FVLMS-MLSE 等化器の方が優れた特性を示した．これは、分数間隔サンプリングによって折返し歪みによる劣化を完全に除去しているためである．OVLMS-MLSE 等化器のサンプリング位相誤差特性を図 4.11 に示す．この時 CNR は 20dB であり、遅延波の正規化遅延量  $\tau T$  と正規化最大ドップラー周波数  $f_D T$  は各々 0.65 と  $2.0 \times 10^{-4}$  である．シンボル間隔サンプリングの MLSE 等化器で見られる  $\Delta T$  が 0 付近の特性劣化が、OVLMS-MLSE 等化器においてもまったく見られず、 $\Delta T$  が  $\pm 0.7T$  の範囲において特性劣化のない優れた特性を示している．

#### 4.8.4 収束特性

シンボル間隔サンプリング等化器である VLMS と LMS および RLS-MLSE 等化器の初期収束特性を図 4.12 に示す。縦軸はサバイバルパスのブランチメトリックの平均値を示している。具体的には、同図の特性は 1000 バーストの自乗誤差を平均して得ている。横軸が LMS-MLSE 等化器と VLMS-MLSE 等化器では 5 倍違うことを考慮すると、VLMS-MLSE 等化器は LMS-MLSE 等化器に比較して 10 倍近い高速な収束特性をもつことが分かる。また、RLS-MLSE 等化器が約 4 シンボルで収束するのにに対し VLMS-MLSE 等化器は約 6 シンボル程度で初期収束が完了している。これは VLMS が信号過程のエルゴード性を仮定してはいるものの、RLS アルゴリズムと同様に決定論的正規方程式の解を求めているためである。しかもその差は 2 シンボルであり、VLMS アルゴリズムがバースト伝送に十分適用可能であることがわかる。また、理論検討から得られた結果を図 4.13 に示す。同図の理論値とも VLMS アルゴリズムの高速な収束特性は良い一致を示している。また、同じシンボル間隔アルゴリズムの QVLMS アルゴリズムの収束特性は第 5 章の実現方法の節において DSP ではなく FPGA を用いた構成によって評価されるが、量子化の影響により 2 シンボル程度収束が遅れるものの、基本的には VLMS の高速性は失われていない。

分数間隔アルゴリズムである OVLMS アルゴリズムの初期収束特性を図 4.14 に示す。CNR は 20dB であり、フェージング伝送路の正規化最大ドップラー周波数  $f_D T$  と遅延波の正規化遅延量  $\tau/T$  は各々  $1.0 \times 10^{-4}$  と 0.65 である。OVLMS も FVLMS-MLSE 等化器のいずれも 5 シンボルで収束する優れた特性を示している。すなわち、分数間隔サンプリングの構造の適応型 MLSE 等化器においても、VLMS アルゴリズムの持つ高速な収束特性が損なわれないことが確認できる。

#### 4.9 結言

TDMA 移動通信における極めて強力なマルチパスフェージング補償技術として適応型 MLSE 等化器を取り上げ、その伝送路推定法として簡易な構成で高速な収束特性をもつ VLMS アルゴリズムを提案した。一般に、送信符号はランダム系列であるため、その相関行列の集合平均は対角行列になる。VLMS アルゴリズムはこの集合平均の性質をエルゴードの定理を利用して決定論的相関行列に導入し、決定論的相関行列を対角行列と見なすことにより導出された。相関行列を対角化することで RLS アルゴリズムの演算のほとんどを占める相関行列演算を排除できるため、VLMS アルゴリズムは RLS アルゴリズム

ムに比較して遥かに少ない演算量で実現できる。また、エルゴードの定理を仮定してはいるが、基本的にはVLMS アルゴリズムは正規方程式の解を逐次的に求めるため、高速な収束特性が得られる。さらに、このVLMS の概念を拡張して以下のアルゴリズムを提案した。

(1) シンボル間隔アルゴリズム

- ・ VLMS アルゴリズム
- ・ QVLMS アルゴリズム

(2) 分数間隔アルゴリズム

- ・ FVLMS アルゴリズム
- ・ OVLMS アルゴリズム

QVLMS アルゴリズムは高速通信システムでの実現性の向上を狙い、VLMS アルゴリズムのゲイン関数を量子化することで乗算演算を排除し、高速信号処理を可能としたものである。この高速実現については次章で詳細に述べる。FVLMS アルゴリズムはサンプリング位相感度の低減をめざしてVLMS アルゴリズムを分数間隔サンプリングの構造に拡張したものである。さらに、OVLMS アルゴリズムではFVLMS アルゴリズムで再び現れる行列演算を排除することで、演算量の低減を可能としている。また、OVLMS アルゴリズムではサンプリング速度をナイキスト速度の2倍より高くした場合、入力信号の相関行列における有意な固有値の数が減少することを利用して、著しく演算量を低減できることも示した。

上記のアルゴリズムについて詳細に理論検討を行うとともに、実験により特性を確認した。その結果、VLMS アルゴリズムでは理論的にはほぼRLS アルゴリズムに匹敵するBER 特性と収束特性が得られることを示し、実験においても同様の結果を得た。分数間隔サンプリングの適応型MLSE 等化器の特性も理論的および実験的に検討し、シンボル間隔の場合と同様にRLS アルゴリズム並のBER 特性と収束特性を持つことを示した。さらに、分数間隔の適応型MLSE 等化器によりサンプリング位相感度が低減できる理由を示した。実験においてもこれらの特性を検証し、ほぼ理論通りの特性が得られた。

すなわち、提案したアルゴリズムを適用した適応型MLSE 等化器により、移動通信独特のマルチパスレイリーフェージング伝送路においても高品質な通信を実現できることが明らかとなった。さらに、提案アルゴリズムの高速収束性はTDMA 移動通信の周波数利用効率を向上できることも明らかにした。加えて、提案アルゴリズムの簡易さは移動通信の要求する「小型、低消費電力化」という要求条件に合致しているため、移動通信での実現性が極めて高いことを示した。

ただし、等化器の高速同期を考える場合にはアルゴリズムの研究に加えて、トレーニング系列に関する検討が必要である。これは、一般には送信信号の短いトレーニング信号内ではエルゴード性は厳密には成立しないことによる。すなわち、本来送信信号のもつランダム性が短いトレーニング信号区間では成立せず、トレーニング信号系列によってその特性が大きく変わる場合が存在するのである。これは提案した VLMS アルゴリズムに限ったことでは決してなく、RLS や LMS アルゴリズムでも同様と考えられる。そこで、一般に実験においてはできる限りランダムに近いトレーニング信号系列を選んで等化特性を検証する場合に用いている。従って、実システムにおいても理論通りの高速収束特性を得るにはトレーニング信号系列に関する検討が不可避である。



## 第5章 高速通信システムでの適応等化器の実現法

### 5.1 はじめに

前章までは適応復調器、あるいは適応等化器の効率的な高速同期アルゴリズムについて述べたが、移動通信に適用する場合にはアルゴリズムに加えて、復調器や等化器を実現する回路全体の構成法を考慮することも非常に重要である。特に、装置の小型化および低消費電力化が重要な要求条件である移動通信システムにこれらの技術を適用するには“回路の実現性”に関する検討が必須である。適応復調器は比較的处理が簡単なことと、元来比較的低速のシステムへの適用を前提としているためDSP1チップにより容易に実現できる。これに対して適応等化器は構成が複雑な上、高速通信システムへの適用を前提としているため、ハードウェア実現上の困難さが大きな問題となり、高速信号処理に適した構成を探ることが重要な研究課題となる。例えば、適応型MLSE等化器の場合、前章で述べたアルゴリズムを適用すれば、簡易な構成で高精度に伝送路推定を行うことができるが、等化器の効率的実現にはMLSE部までを含めた検討も必要になる。一般的に、MLSEを効率的に行うためにビタビ復号法が適用される。ところが、ビタビ復号器は拘束長に対して指数関数的に回路規模が増大するため、その効率的実現法が重要な課題となる。従来の検討では処理速度を高めるためにDSPを並列に配置し<sup>[79,112]</sup>、各DSPに同一の復号動作をさせ結果的にスループットの向上を狙ったものがほとんどである。ただし、この方法は大きな復号遅延が発生するため、画像伝送のように実時間性が要求されるアプリケーションには適用できない。実時間性が要求されるアプリケーションを考えた場合、等化器の処理アーキテクチャ自体を効率化する検討が重要になる。

そこで本章では、上記の課題に対する解決策として適応型MLSE等化器をハードウェア回路に展開し、構成の効率化を図る方法について述べる。まず、400kbit/s程度の通信システムを前提として、適応型MLSE等化器をハードウェアに展開した場合の等化能力の上限を明らかにする。適応型MLSE等化器としては、伝送路推定法にサンプリング位相感度が低いFVLMSアルゴリズムを適用したFVLMS-MLSE等化器を取り上げる。この時、高速に変動するマルチパスレイリーフェージング伝送路への追従性を高めるためにFVLMS-MLSE等化器に状態毎推定法<sup>[89,90]</sup>を適用する。また、本章まで適応型MLSE等化器の特性検証はQPSK変調を用いて行ってきたが、商用システムへの適用性を明らかにするため、 $\pi/4$ -QPSKというPDCやPHS等の商用システムで適用されている変調方式へ



のFVLMS-MLSE等化器の適用法を述べる．一方、メガビットオーダの高速通信への適用をめざし、適応型 MLSE 等化器の処理速度の上限を明らかにする．適応型 MLSE 等化器を最も高速に実行させるため、ビタビ復号器を完全並列処理により実現し、伝送路推定法として高速処理が可能なQVLMSアルゴリズムを適用したQVLMS-MLSE等化器の構成方法について述べる．

## 5.2 FVLMS アルゴリズムの適用性

### 5.2.1 FVLMS アルゴリズムの $\pi/4$ -QPSK への適用法

$\pi/4$ -QPSK変調方式は8PSK (8-Phase Shift Keying)の位相遷移にある拘束条件を設け、包絡線の変動を軽減したものであり、送信電力増幅器の入力ダイナミックレンジを小さくでき、電力効率が高められると言う理由で PDC や IS-136 等<sup>[34]</sup>の移動通信システムに適用されてきた．また、この変調方式は、一つの時刻に取りうる信号点間のユークリッド距離がQPSKに等しいため基本的にはQPSKと同様の誤り率特性をもつ．一般に $\pi/4$ -QSPK信号の信号マッピングはQDPSK(Quaternary Differential PSK)<sup>[80]</sup>信号の信号遷移に、一シンボルごとに $\pi/4$ の位相回転を付加したものとして以下のように表わされる<sup>[11]</sup>．

$$x_n = \exp\left(j\pi\left(a_n/2 + n/4\right)\right) \quad (5.1)$$

$$a_n = a_{n-1} + d_n \quad (5.2)$$

上式において $n$ は時刻を表わしており、 $j$ は虚数単位、 $d_n$  ( $=0,1,2,3$ )は2ビットの入力データ、 $x_n$ は送信シンボルを表わしている．また、式と(5.2)の加算演算は論理加算であり、4を法として行う．この $x_n$ にロールオフ波形整形を施した信号が送信信号 $s_{n+i/P}$ となる．

$$s_{n+i/P} = \sum_{k=-\infty}^{\infty} h_{k+i/P} x_{n-k} \quad (5.3)$$

$h_{k+i/P}$ はロールオフフィルタのインパルス応答を示している．この時、式(5.1)、(5.2)の規則に基づく $\pi/4$ -QPSKのマッピングを受けた送信信号系列の自己相関行列 $\Phi(n)$ は式(4.33)、(4.36)、(4.40)より以下のように表される．

$$\Phi(n) = \sum_{k=0}^n \sum_{i=0}^{P-1} S_{k+i/P} S_{k+i/P}^H = \sum_{i=0}^{P-1} H_i^T \left( \sum_{k=0}^n X_k X_k^H \right) H_i = \sum_{i=0}^{P-1} H_i^T A_n H_i \quad (5.4)$$

ただし、 $[\cdot]^T$ と $[\cdot]^H$ は行列の転置およびエルミート転置を示している．式(5.4)において $X_k$ は送信シンボル $x_k$ を要素とする複素ベクトル、 $S_{k+i/P} = \{s_{k+i/P}, s_{k+(i-1)/P}, \dots, s_{k+(i-L+1)/P}\}$ は送信信号系列、行列 $A_n$ は送信符号系列の自己相関行列を示している．また

$H_i$ はロールオフ波形整形フィルタのインパルス応答を要素とする実数の長方形行列であり式(4.34)によって定義される．また、式(5.4)の右辺における括弧内の行列 $A_n$ の $h,l$ 要素 $a_k(h,l)$ は、式(5.1)と(5.2)より以下のように書き表せる．

$$a_n^{(h,l)} = \sum_{i=0}^n x_{i-h} x_{i-l}^* = \begin{cases} \exp\left(j\pi\frac{(h-l)}{4}\right) \sum_{i=0}^n \exp\left(j\pi\left(\frac{1}{2}D_i(h,l)\right)\right) & l > h \\ \sum_{i=0}^n \exp\left(j\pi(0)\right) & l = h \\ \exp\left(j\pi\frac{(h-l)}{4}\right) \sum_{i=0}^n \exp\left(j\pi\left(-\frac{1}{2}D_i(l,h)\right)\right) & l < h \end{cases} \quad (5.5)$$

式(5.5)において $D_i(h,l) = \sum_{j=i-l}^{i-h} d_j$ であり、このデータ信号 $d_i$ の加算も式(5.2)と同様に4を法として行う．式(5.5)の右辺における係数項は $\pi/4$ -QPSKに独特な、1シンボル離れの信号に対して $\pi/4$ の位相回転を表わす各行列要素に固有の定数である．ランダム変数であるデータ $d_j$ が加算されたものである $D_i(h,l)$ もまたランダム変数であるため、位相空間にマッピングされた信号 $\exp\left(j\pi\left(\frac{1}{2}D_i(h,l)\right)\right)$ の平均値は零となる．すなわち、対角要素( $h=l$ )の平均値は1であり、非対角要素( $h \neq l$ )の平均値は零となる．従って、 $\pi/4$ -QPSK変調にもVLMSアルゴリズムの「自己相関行列を対角行列とみなす」という基本概念を導入できる．この時、FVLMSアルゴリズムに現われる相関行列は、式(5.4)の行列 $A_n$ を対角行列に置き換えたものであり、QPSK変調の場合とまったく同様のものとなる．従って、QPSK変調の場合と同様のFVLMSアルゴリズムの係数更新式が $\pi/4$ -QPSK変調にも適用でき、RLSアルゴリズムを適用した場合に比較して演算量が著しく低減できる．

## 5.2.2 メモリの適用によるFVLMSアルゴリズムの簡易化

5.2.1節の結論から $\pi/4$ -QPSK変調のためのFVLMSアルゴリズムは結局、以下に示す通常のFVLMSアルゴリズムのタップ係数更新式により与えられる．(式(4.43)を再掲)

$$W_k = W_{k-1} + G(k) \left( R_{roll} \right)^{-1} \sum_{i=0}^{P-1} e_{k+i/P}^* \hat{S}_{k+i/P} \quad (5.6)$$

ただし、 $R_{roll} = \sum_{i=0}^{P-1} H_i H_i^T$ であり、 $W_k$ はFVLMSアルゴリズムの推定するタップ係数、 $\wedge$ はベクトルの推定値、 $G(k)$ は式(4.8)で定義された関数を示している．式(5.6)において相関行

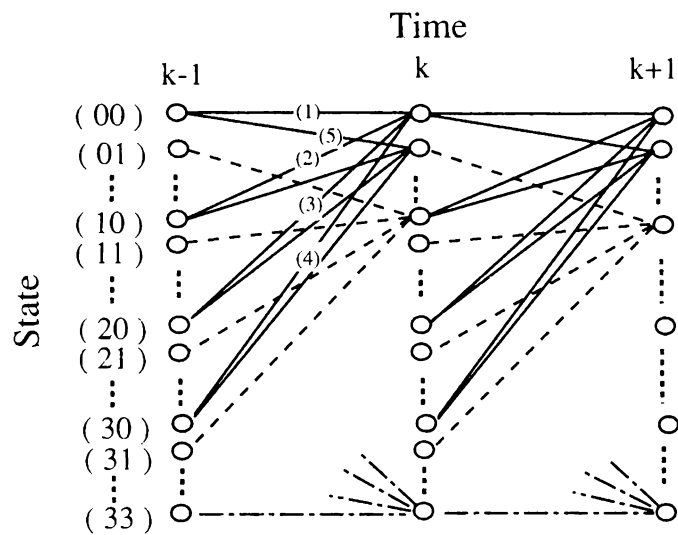


図 5.1 トレリス線図

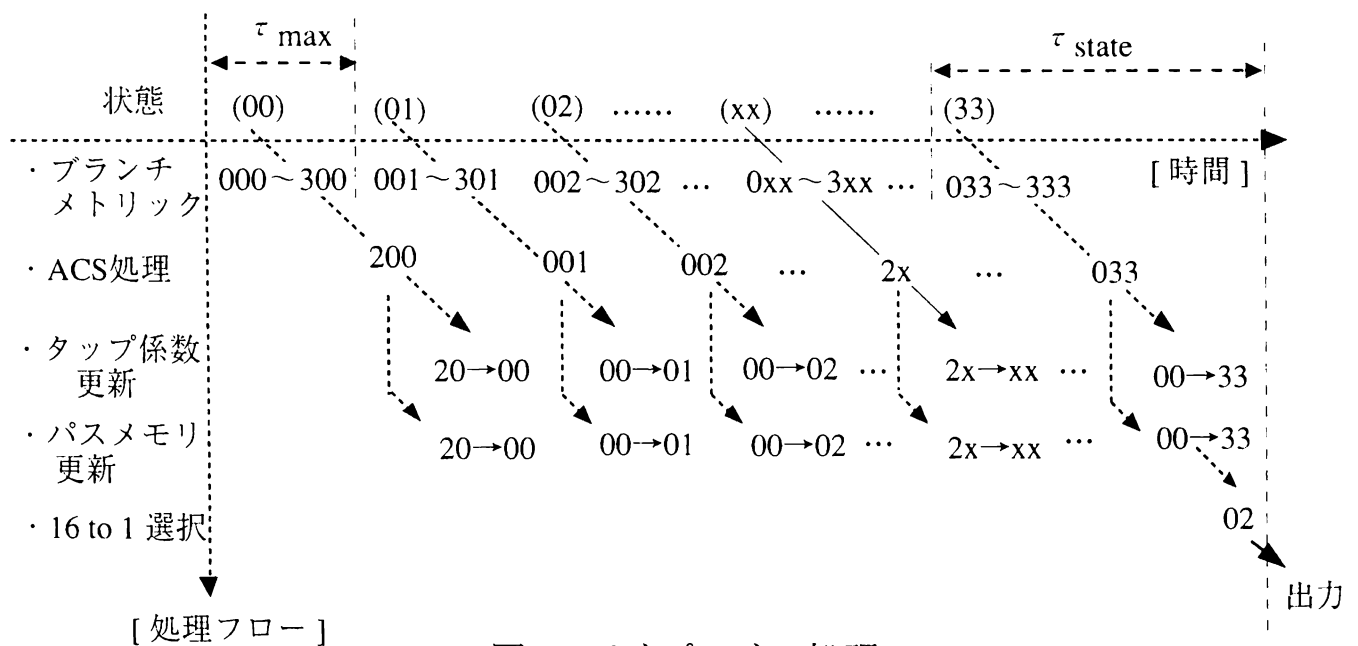


図5.2 パイプライン処理

列の逆行列 $(R_{roll})^{-1}$ と推定送信候補系列 $S_{k+i/P}$ との積が必要となるが、 $(R_{roll})^{-1}$ は定数行列であり、等化器設計時に知ることができる。それにも係わらず、式(5.6)では推定送信符号候補系列に波形整形のための線形変換を施し、さらに $(R_{roll})^{-1}$ による線形変換を2重に行っている。そこで、波形整形フィルタのインパルス応答ベクトルを相関行列の逆行列 $(R_{roll})^{-1}$ により変換したベクトルを新たに変換ベクトルとすることで、変換の回数を一回に低減できる。その場合の更新式は以下ようになる。

$$W_k = W_{k-1} + G(k) \sum_{i=0}^{P-1} e_{k+i/P}^* Y_{k+i/P} \quad (5.7)$$

ただし、 $Y_{k+i/P} = \left\{ (R_{roll})^{-1} H_i \right\} X_k$ である。これでも係数行列と送信符号ベクトル $X_k$ との積が必要になるが、送信符号ベクトルの各要素は高々2から3ビットのデータであるため、送信符号ベクトルをアドレスとしたメモリの波形読み出しによりベクトル $Y_{k+i/P}$ を求めることができる。これにより、行列乗算処理が不要となるため、演算回路を低減でき、処理速度の高速化が図れる。

### 5.3 逐次型等化処理による効率化

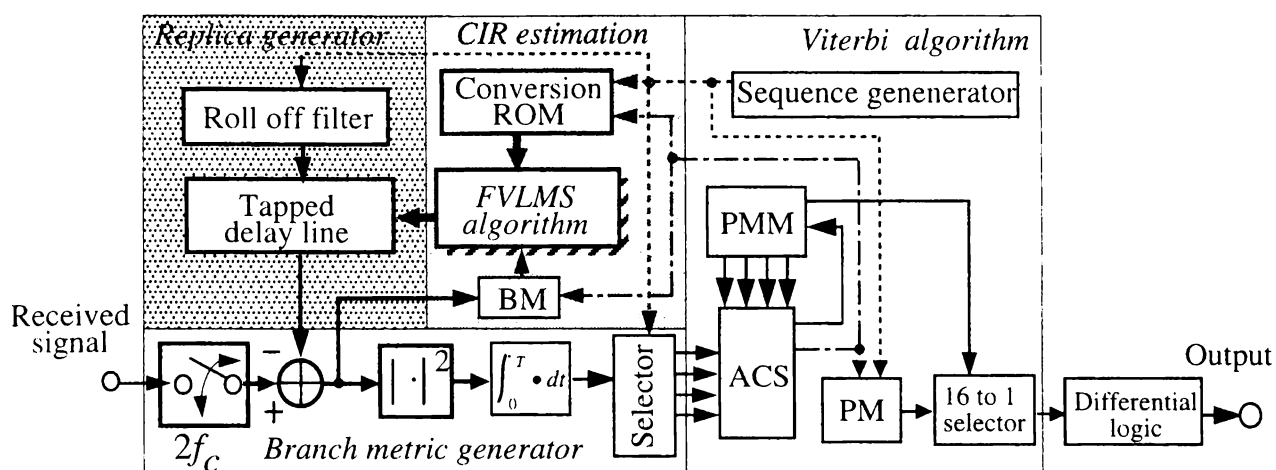
移動通信において400kbit/s程度の無線伝送速度で通信を行う場合、高速移動に伴うレイリーフェージングによる高速な位相変動への追従性が問題となる。このような高速な位相変動への追従性を高める手段として、適応型MLSE等化器において復号遅延なく伝送路推定を行う状態毎伝送路推定法<sup>[89]</sup>がある。状態伝送路毎推定法とは、MLSEを実現するビタビアルゴリズム<sup>[62]</sup>における各生き残りパスごとに伝送路推定を行うものであり、復号遅延なしに伝送路応答を推定できるため、非常に優れた伝送路変動への追従性を得ることができる。ただし、状態数の増大とともに伝送路推定器の数も増えるため、膨大な演算量を必要とする。そこで、この等化処理を逐次的に実行することでハードウェアの簡易化および効率化を行える方法を以下に述べる。

#### 5.3.1 パイプライン処理

状態毎伝送路推定を適用した適応型MLSE等化器における等化処理を効率よく実現するために、ビタビアルゴリズムにおけるACS (Add - Compare - Select) 操作およびブランチメトリック発生、パスメモリ更新、伝送路推定にパイプライン処理を適用する。そのフローを以下に示す。ただし以下の説明では、説明を簡単かつ具体的にするため $\pi/4$ -QPSKにおいて16状態のACS操作を行う場合を例にとって説明する。この方法は、更に状態数の大きい場合あるいは変調多値数の大きな場合にも容易に拡張できる。

- ① 時刻 $k$ における状態 $S_{xx,k}$ へのすべての状態遷移に相当するブランチメトリックを順に発生させる。ただし、 $x$ は0から3の任意の値であり、 $\pi/4$ -QPKのある時刻に取り得る4つの位相点を表している。すなわち、状態 $S_{xx,k}$ は状態[00]から[33]の任意の状態である。例えば、図5.1のトレリス線図において(1)から(4)の順で、時刻 $k-1$ の[00]から[30]の状態から時刻 $k$ における状態[00]への状態遷移に対応するブランチメトリックを発生させる。
- ② ①で発生させたブランチメトリックを用いてACS操作により状態 $S_{xx,k}$ へのサバイバルパスを決める。これにより、状態 $S_{xx,k}$ への最も尤度の高い遷移に対する情報が得られる。
- ③ この状態遷移情報より、時刻 $k$ のパスメモリが更新される。これと同時に、①のブランチメトリック生成過程で発生する誤差信号から、②で選択された状態遷移に対応したものを選択する。この選択された誤差信号と、同様にACS操作により選択された状態遷移に対応する送信信号系列より伝送路のインパルス応答を伝送路推定器で推定する。

この①から③の操作をすべての状態に対して順次行うことで時刻 $k$ のサバイバルパスの選択と伝送路推定が完了する。各状態の①から③の操作は各状態ごとにまったく独立して処理されるため、図5.2に示すように効果的にパイプライン処理を適用できる。同図では横軸は時間であり、縦軸に各操作を示している。斜めの破線はある状態に関する処理を示している。状態 $[xx]$ への可能な状態遷移 $[0xx]$ から $[3xx]$ に対応するブランチメトリックを発生させ、これを基にACS操作を行う間、ブランチメトリック発生器では次の状態への状態遷移を計算している。すなわち、この構成は時分割された各状態データを各処理装置が順次処理する構造になっている。最も効率よくこの処理を実現するには①から③の各操作の処理時間が同一であることが必要となる。ところが、①のレプリカ生成には処理量の多い複素トランスバーサルフィルタ演算が含まれている。加えて、その演算を状態 $S_{xx,k}$ へのすべての遷移に対して実行する必要がある。従って、①が最も処理量が大きいため、最も速い処理速度が必要とされる。すなわち、このブランチメトリック発生の処理時間により全体の処理時間が決定される。つまりこの構成では、最も処理時間が必要なブランチメトリックを各状態に渡って順次発生させ、最後の状態[33]のブランチメトリックが発生した後、この状態の処理の終了と共に一シンボルの等化処理が終了する。すなわち、一つの状態を処理するのに必要な時間を $\tau_{state}$ 、各状態のなかで最も大きな処理時間を $\tau_{max}$ 、状態数を $N$ とすると、一シンボルを処理するのに必要となる時間は $\tau_{state} + (N-1)\tau_{max}$ となる。パイプライン演算を用いない場合の所要演算時間 $N\tau_{state}$ と比較



BM: バッファメモリ PM: パスメモリ PMM: パスメトリックメモリ

図 5.3 FVLMS-MLSE 等化器の構成

表 5.1 等化器を構成するデバイス

Device	個数
FPGA (10kgate)	4 個
(8kgate)	2 個
(5kgate)	14 個
ROM (1M bit)	14 個
(512k bit)	4 個
SRAM (32k bit)	10 個
Complex Multiplier	4 個

すると大幅に演算時間が削減され、高速化が達成されていることがわかる。同時に、パイプライン処理を適用することで、ブランチメトリック発生器、伝送路推定器、ACS を各々 1 つずつ備えるだけの簡易な構成で適応型 MLSE 等化器が実現できることがわかる。

### 5.3.2 等化器構成

状態数 16、サンプリング周期を  $1/2$  シンボル間隔とした場合の FVLMS-MLSE 等化器の構成を図 5.3 に示す。

(1) ブランチメトリック発生：ある時刻  $k$  において 4.1 節で述べたパイプライン処理に基づき、ある状態  $[xx]$  に関する状態遷移に対応した送信候補系列を系列信号発生器より順次発生させる。ただし、図 5.2 で示したように  $x$  は 0 から 3 の値を取り、状態  $[xx]$  とは状態  $[00]$  から状態  $[33]$  の任意の状態を示している。候補系列はシンボルレートの 2 倍でロールオフインパルス応答と畳込まれ、送信信号の候補系列となる。更に、送信信号の候補系列はタップ付き遅延線フィルタにおいて、時刻  $k-1$  までに推定された伝送路のインパルス応答により畳込まれ、受信信号の推定値であるレプリカとなる。ただし、状態毎推定を適用しているため各状態ごとに異なったインパルス応答を有しており、各状態から伸びた状態遷移にかかわるレプリカはその状態に対応したインパルス応答を用いて生成する。一方、 $1/2$  シンボル間隔でサンプリングされた受信信号と、 $1/2$  シンボル間隔で発生するレプリカとの誤差は自乗回路に入力された後、一シンボル間隔にわたり加算を行う積分器を経て、 $[xx]$  への状態遷移に対応するブランチメトリックとしてセレクタに入力される。以上の操作を 4.1 節で述べたパイプライン処理に従って状態遷移  $[0xx]$  から  $[3xx]$  に渡って行い、発生したブランチメトリックをセレクタに入力し、後述のビタビアルゴリズムにおける ACS 回路へ出力する。同時に、上記誤差信号はバッファメモリに入力される。ただし、バッファメモリは 1 つの状態への可能な状態遷移数に相当する 4 つのアドレス空間が少なくとも必要になる。

(2) ACS 操作：状態  $[xx]$  に関する (1) の処理が終ると、ACS 回路には状態遷移  $[0xx]$  から  $[3xx]$  に相当するブランチメトリックが入力されている。そこで、時刻  $k-1$  までの生き残りパスに対応したパスメトリックと、時刻  $k$  において発生したブランチメトリックが加算 (Add) され、加算結果が比較 (Compare) され、最も値の小さいものが選択 (Select) され、その状態のパスメトリックとしてメモリに格納される。同時に、選択された状態  $[xx]$  に連なるパス遷移情報も出力される。

(3) パスメモリの更新とタップ係数更新：パスメモリにおいては、ACS 操作において得られた状態  $[xx]$  へのパス遷移情報に基づきパスメモリのデータシフトが行われる。また、誤

表 5.2 等化器諸元

項目	パラメータ
タップ数	4 タップ
サンプル速度	1/2 シンボル
ステップサイズ パラメータ	0.05
状態数	16
メモリ長	10 シンボル

差信号が蓄えられたバッファメモリより、(2)で選択されたパス遷移に対応する誤差が選択され、FVLMS 伝送路推定器に入力される。また、パス遷移情報をアドレスとして変換 ROM(Read Only Memory) により式 (5.8) における送信候補系列ベクトル  $Y_k$  が生成され、FVLMS 伝送路推定器に入力される。FVLMS 伝送路推定器では誤差信号と送信候補系列ベクトル  $Y_k$  より、伝送路のインパルス応答を推定する。これを、時刻  $k$  における状態 [xx] に対応したインパルス応答としてメモリに蓄え、時刻  $k+1$  における (1) の処理のために用いることとなる。

以上の(1)から(3)の処理を 4.1 に説明したパイプライン処理に基づき、各状態に渡って行う。最後に、更新された全てのパスメトリックを比較して最小値を決定し、最小パスメトリックに対応する系列のパスメモリ出力信号が最尤系列復号信号として出力される。この出力の時刻  $k$  と  $k-1$  間の差分論理を復調信号とする。ことにより時刻  $k$  における処理が完了する。

### 5.3.3 ハードウェア構成

設計した等化器ではレプリカ生成器を 4 タップのトランスバーサルフィルタで実現し、ビタビアルゴリズムの状態数は 16、パスメモリ長は 10 とした。また、1/2 シンボル間隔サンプリングの構成を採用した。等化器をハードウェアにより実現する場合、装置の簡易化のためロールオフフィルタは ROM を適用した波形読み出し型とし、FVLMS タップ係数推定におけるベクトル乗算演算は、1 個の複素乗算器を時分割して利用することで



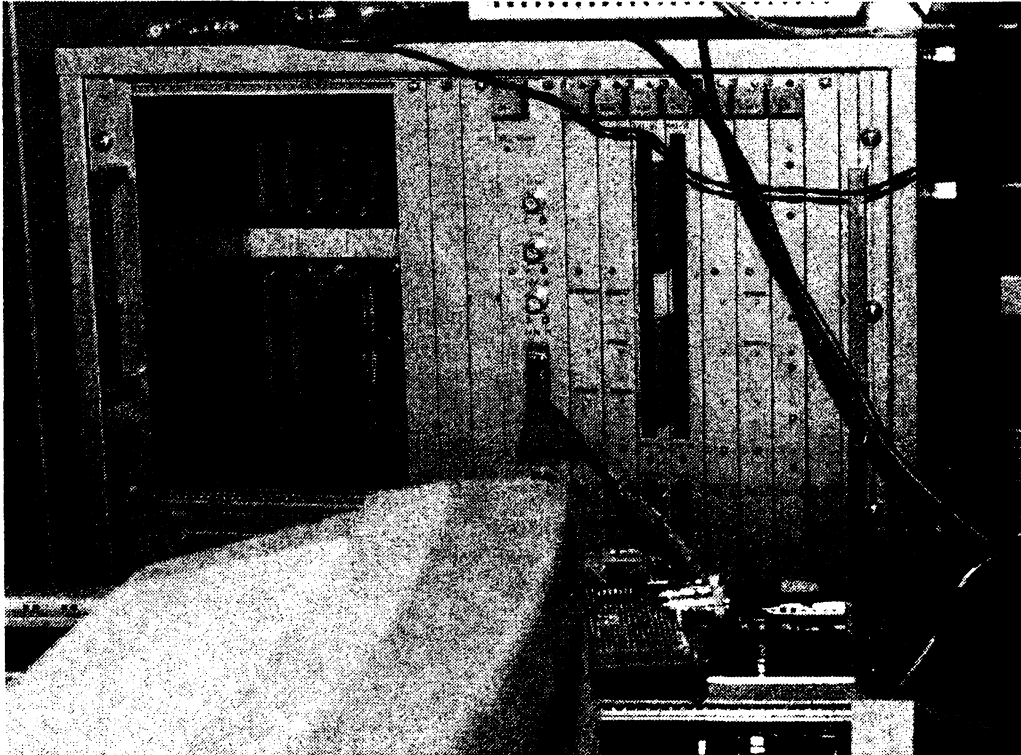


図 5.4 FVLMS-MLSE 等化器の外観

state *	00	01	02	03
0°	00	01	02	03
90°	11	12	13	10
180°	22	23	20	21
270°	33	30	31	32

\*: ナチュラルコード表現

図 5.5 回転に対する群表現 (QPSK)

実現し、回路の簡素化を図った。この等化器により 32kbit/s の信号を実時間処理する場合、この波形読み出し ROM のアクセスタイムおよび複素乗算器の演算速度の限界より、16 状態を 8 状態の 2 系列に分けた並列処理を採用することとした。等化器に使用したデバイスを表 5.1 に示す。FPGA は ACS 回路、パスメモリ、パスメトリックメモリ等を実現するために用いた。また、SRAM (Static Random Access Memory) はタップ係数メモリ、および入力信号を 1 バースト蓄積するために用いた。また、A/D 変換器のビット数および等化器内部のビット数は 12 ビットである。ただし、パスメトリックメモリのみはオーバーフローを回避するため 14 ビットとした。等化器のマスタークロックは 10MHz とした。等化器の主要諸元を表 5.2 に示す。この構成において  $\tau_{max}$  と  $\tau_{state}$  は各々 1.6 $\mu$ sec と 31 $\mu$ sec である。試作した等化器の外観を図 5.4 に示す。

#### 5.4 並列処理における等化処理の効率化

前節では回路構成の効率化を図るためにビタビ復号にパイプライン演算を導入したが、本節では高速処理をめざして完全並列処理構成を検討する。完全並列処理を適用した適応型 MLSE 等化器においても、ACS 操作より各状態遷移に対応するレプリカ生成器全体の回路規模が問題となる。これは、ACS 操作が加算器とセレクトタにより構成できるのに対し、レプリカ生成器はトランスバーサルフィルタにより実現され、タップ数分の複素乗算器および加算器が必要となるためである。加えて、乗算器や加算器のような数値演

算を多く含む回路はビット数あるいは演算回数の増大に伴い処理遅延が増大し、高速処理を困難にするという問題も引き起こす。並列処理では複素乗算を必要とするトランスバーサルフィルタを MLSE の状態遷移の数分必要となる。従って、状態数およびタップ数の増大とともにレプリカ生成器全体の回路規模は膨大なものとなる。そこで膨大になるレプリカ生成器全体の演算量低減法を以下に述べる。

#### 5.4.1 回転群を利用したレプリカ生成器の低減

レプリカ生成器はタップ係数と送信候補系列の内積により実現される。送信候補系列を構成する変調信号  $\alpha(i)$  を複素平面上に表わすと、各変調方式に対して以下のように表現できる [11]。

$$\alpha(i) = \begin{cases} \beta(i/Q) = \exp\left(j\frac{2\pi i}{Q}\right) & PSK \\ \sum_{n=1}^s 2^{-n} \beta(i_n/4) = \sum_{n=1}^s 2^{-n} \exp\left(j\frac{\pi i_n}{2}\right) & QAM \end{cases} \quad (5.8)$$

式(5.8)において、 $i$  は整数のスカラーあるいは  $i = \{i_1, \dots, i_s\}$  よりなるベクトルであり、 $Q$  は位相変調における多値数を表している。また、式(5.8)では  $s$  個の振幅値を持つ QPSK 信号の重畳により表される QAM 信号を表している。PSK は QAM の特殊な場合と考えれば、 $M$  値変調信号は以下のようにまとめられる。ただし、 $M$  は変調多値数である。

$$\alpha(i) = \sum_{n=1}^s 2^{-n} \beta(i_n/Q) \quad (5.9)$$

すなわち、PSK, QAM のような変調方式では、変調信号は位相回転因子  $\beta(i_n/Q)$  の重みづけ線形結合によって表現される。PSK や QAM では信号点を信号空間上に対称的に配置するため、変調信号は位相回転に対して群をなしている。例として QPSK 変調の場合の 2 シンボル間隔に渡る状態遷移の群表現を図 5.5 示す。この回転操作に対して群をなすことを利用してレプリカ生成器の回路規模を低減する。式(4.9)と式(5.9)を用いて推定誤差を次式のように定義し直す。

$$\begin{aligned} -e_k &= P_k(0, i_1, i_2, \dots, i_L) \\ &= u_k(0) + w_{k,1}^* u_{k,1}(i_1) + w_{k,2}^* u_{k,2}(i_2) + \dots \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& + w_{k,L-1}^* u_{k,L-1}(i_{L-1}) + w_{k,L}^* u_{k,L}(i_L) \\
& = \sum_{l=0}^L w_{k,l}^* \sum_{n=0}^s 2^{-n} \beta(i_n/Q) = \sum_{n=0}^s 2^{-n} \sum_{l=0}^L w_{k,l}^* \beta(i_n/Q)
\end{aligned} \tag{5.10}$$

式(5.10)において、 $u_k(0)=r_k$ であり、 $w_{k,i}$ はタップ係数ベクトル  $W_k$  の  $i$  番目の要素、 $u_{k,j}(i_j)$  は送信候補系列  $U_k$  の  $j$  番目の要素であって、 $i_j$  番目のナチュラルコード表現されたシンボルを表わしている。実際にハードウェアで式(5.10)の加算演算を行う場合には2つずつの加算を繰り返して行う。つまり、 $P_k(i_{L_1}, \dots, i_L)$  という部分誤差を定義すれば、実際には以下の逐次処理を繰り返すことにより誤差を生成することになる。

$$P_k(i_{L_1}, \dots, i_L) = P_k(i_{L_1+1}, \dots, i_L) + \sum_{l=1}^s 2^{-l} w_{k,L_1}^* \beta_k(i_{l,L_1}/Q) \tag{5.11}$$

ここで更に  $2\pi/Q$  位相回転に対する演算子  $R_{2\pi/Q}$  を導入する。 $R_{2\pi/Q}$  は以下のように定義できる。

$$\beta_k((n+m)/Q) = R_{2\pi/Q}^n \beta_k(m/Q) \tag{5.12}$$

ただし、式(5.12)左辺における括弧内の加算演算は  $Q$  を法として行う。

レプリカ生成を完全並列処理する場合、式(5.11)に従って部分誤差を生成してゆけば、 $(L-L_1-1)$  番目の繰り返し処理が終わった時には  $M^{(L-L_1-1)}$  個の部分誤差  $P_k(i_{L_1+1}, \dots, i_L)$  が生成されている。式(5.11)における部分誤差に回転演算子を施すと以下に示すように、 $N_1$  番目までのすべての部分誤差が生成できる。

$$P_k(i_{L_1}, \dots, i_L) = P_k(i_{L_1+1}, \dots, i_L) + \sum_{n=1}^s 2^{-n} R_{2\pi/Q}^{i_{n,L_1}} (w_{k,L_1}^* \beta_k(0/Q)) \tag{5.13}$$

式(5.13)より、タップ係数  $w_{k,i_{L_1}}^*$  と  $\beta_k(0/Q)$  との乗算演算を一度行い、これに位相回転とビットシフト（2の冪乗演算）を組合わせて、式(5.11)の右辺第二項を生成する。これに  $P_k(i_{L_1+1}, \dots, i_L)$  と加算することにより1次元大きな  $M^{(L-L_1)}$  個の部分誤差  $P_k(i_{L_1}, \dots, i_L)$  をすべて生成できる。すなわち、回転操作を適用することによって、変調多値数分必要だった複素乗算を1回にまで低減可能となる。また、PSK変調では振幅レベルが一定であるため先に  $w_{k,L_1}^* \beta_k(0/Q)$  と  $P_k(i_{L_1+1}, \dots, i_L)$  の加算を実行し、その後に回転操作を行うことでさらに加算回路数を削減できる。位相回転操作は、例えばQPSK変調の場合には  $Q=M=4$  となり  $\pi/2$  の回転操作となるが、実際には同相と直交成分の符号反転だけで  $\pi/2$  から  $3\pi/2$  の位相回転を簡易に実現できる。従って、すべて積和演算を行いレプリカを生成する場合には

表 5.3 等化器の諸元

項目	パラメータ
変調方式	QPSK変調
状態数	4 状態
パスメモリ長	7 シンボル
タップ数	2 タップ
内部バスのビット幅	12ビット
VLMSの量子化ビット幅	4 ビット
VLMSステップサイズ <sup>a</sup>	0.05
サンプリング間隔	シンボル周期

表 5.4 各機能ブロックの回路規模

機能	規模 (単位:kgate)
レプリカ生成器	2.34
ブランチメトリック生成 およびACS(1状態あたり)	5.63
VLMS伝送路推定器	6.90
パスメトリックメモリ、 パスメモリ及び最尤パス選択	3.28
復号遅延	1.95
ゲインとトレーニングメモリ	0.144

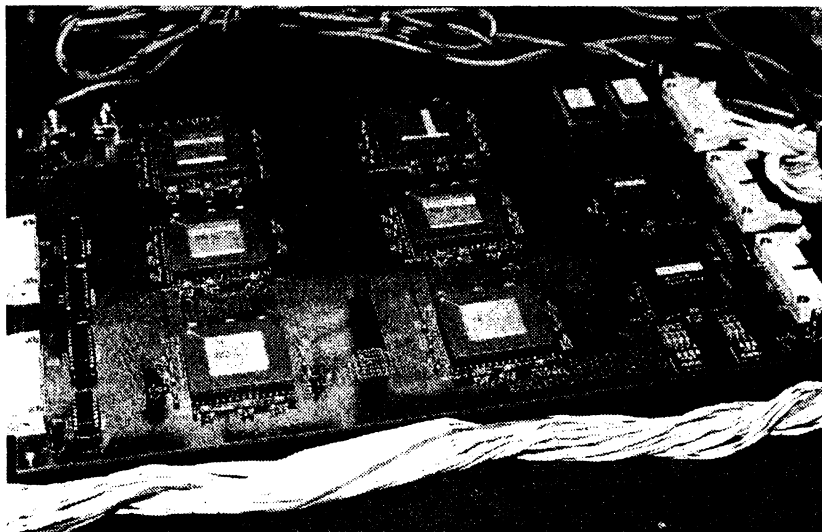


図 5.6 等化器の外観(QVLMS-MLSE 等化器)

$4M^L L$ の乗算演算が必要になるのに対して、回転操作を利用することにより $4N$ 個にまで乗算器の数を削減できる。因みに、加算器は $M^L\{1/3(4L-1)-1\}$ 個であり回転操作を行わない場合と大きな差はない。従って、回転群の適用により乗算器の数を大幅に削減でき、大幅な回路規模の削減が可能となることがわかる。

#### 5.4.2 ハードウェア構成

タップ係数推定アルゴリズムに高速化に適したQVLMSアルゴリズムを適用し、上記並列処理を応用したQVLMS-MLSE等化器をFPGAを用いて試作した。QVLMS-MLSE等化器の諸元を表5.3に示す。VLMSの量子化ビット幅とはビットシフトできる最大のビット数のことである。また、レプリカ生成器や伝送路推定器における送信候補系列とタップ係数との演算は符号反転とキャリー加算という簡易な形で実現した。加えて、パスメトリックのオーバーフローを回避するために、毎時刻に生き残りパスの中で最も尤度が高いパスのパスメトリックで他のパスメトリックを減算するという手法を適用した。また自乗誤差はIチャネルとQチャネルの誤差の振幅和で近似し、マルチビット演算を排除して演算量の低減を図った。試作した等化器の外観を図5.6に示す。基板サイズはA4程度であり、使用したFPGAは8kgateのものを6個、2kgateと1kgateのものをそれぞれ1個ずつ使用した。加えて、QVLMSのゲインメモリとトレーニング信号メモリ用のROMを各々1個ずつ用いた。また、適用したFPGAのトグル周波数は50MHzである。試作した等化器に用いたFPGAのセル数より各処理に必要なゲート数を概算した結果を表5.4に示す。4状態なのでACS部を4倍にして他と加算すれば、合計では37.144kgateになると見込める。ただし、ROMの容量評価では1ビットを1 gateと換算した。

#### 5.4.3 QVLMS-MLSE等化器のLSI化

QVLMS-MLSE等化器を $0.45\mu\text{m}$ プロセスを用いてLSI化した。基本構造は前節で述べた通りであるが、加えて合成型のダイバーシチ受信<sup>[67,68]</sup>の構成を導入した。LSIの諸元を表5.5に示す。また等化器LSIの外観を図5.7に示す。等化器LSIは128ピンのQFP(Qaudrature Flat Package)を用い、3.3V単一電源で動作する。等化器は最大100Mbit/sのスループットを持つよう設計されており、回路規模は約70kgateである。FPGAで試作したときの回路規模見積もりに比較して若干回路規模が増大しているのは、最も高速な演算が要求されるレプリカ生成器をより高速化するためキャリールックアップ機能を持たせたため、レプリカ生成器の回路規模が増大したことによる。

表 5.5 LSI の諸元

プロセス 構造	0.45 $\mu$ m CMOS 3層Al ゲートアレイ
電源電圧 パッケージ 回路規模	3.3V 単一 128pin QFP 70 k gate
変調方式 状態数 パスメモリ長 ダイバーシチ 入力ビット数	QPSK 4 状態 7 状態 2 ブランチ合成型 各 12 ビット

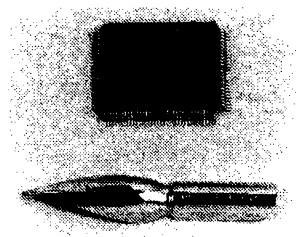


図 5.7 等化器 LSI の外観



表 5.6 実験の諸元(FVLMS-MLSE 等化器)

変調方式 TDM多重数 ユーザレート (情報速度)	$\pi/4$ -QPSK (384kbps) 8 多重 32kbit/s
伝送路モデル	2 波独立レイリーフェージング (D/U= 0 dB, ブランチ間相関 0) 遅延分散: $\tau$ ドップラー周波数: $f_D=10\text{Hz}$

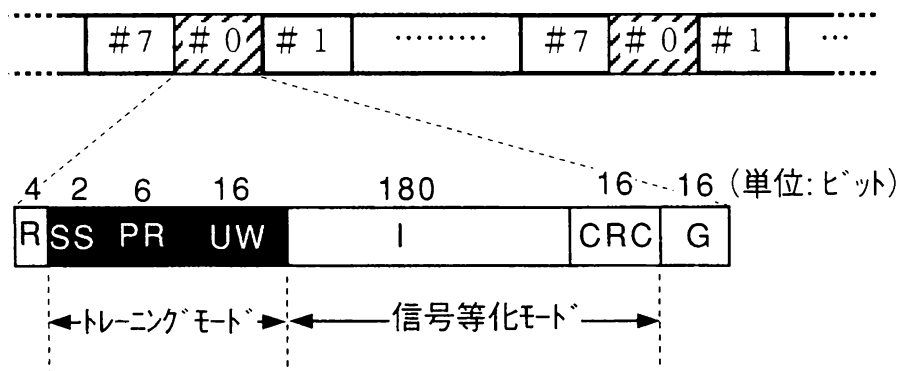


図 5.8 フレームフォーマット

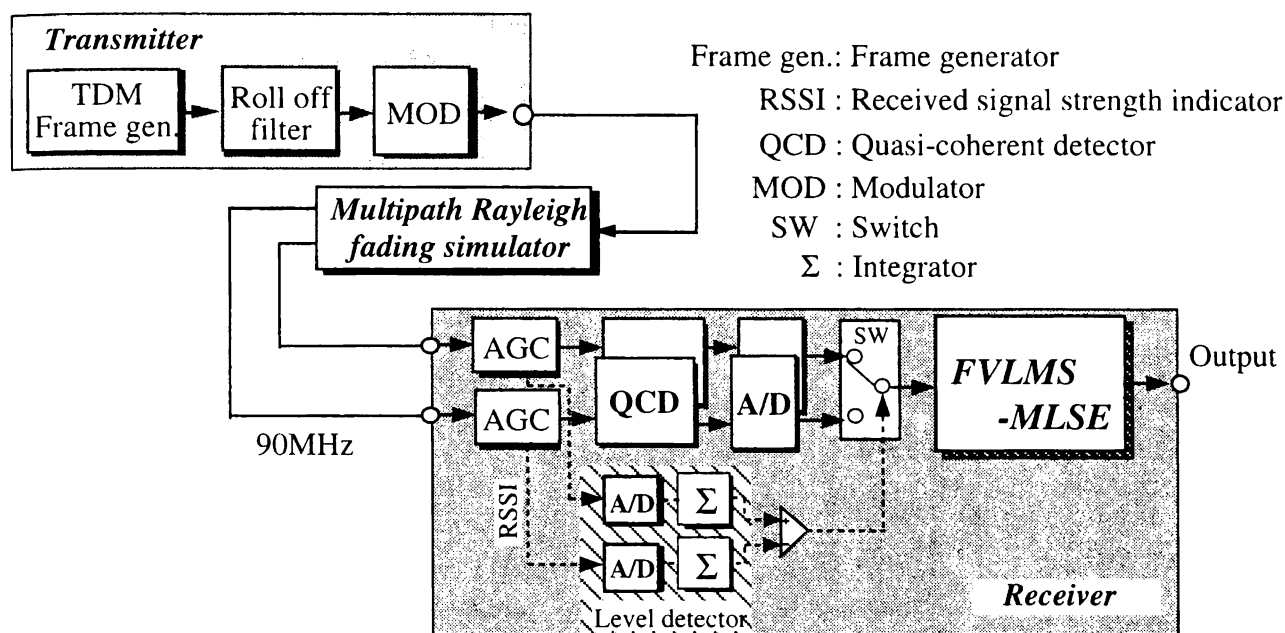


図 5.9 実験系の構成

## 5.5 実験結果

### 5.5.1 FVLMS-MLSE 等化器

信号伝送実験に用いた伝送路のパラメータを表5.6に示す.ここではエアインタフェース 384kbit/s の 8 チャンネル -TDM (Time Division Multiplexing) 伝送を想定し、そのうちの 1 バースト、つまり 1 ユーザのチャンネル (情報レート 32kbit/s+CRC (Cyclic Redundancy Check) ビット) のみを等化する構成とした. その時のフレームフォーマットを図5.8に示す. ここでは UW (Unique Word) に加えて、SS (Start Symbol)、PR (Preamble) を等化器のトレーニング信号に割り当てた. 同図の R (Ramp bit) はバーストの立ち上がり処理、G (Guard bit) は前後のバーストとの衝突を回避するために備えた. G は TDM システムでは不必要だが、TDMA システムとの互換性を考慮して適用した. また、実験系の構成を図 5.9 に示す. ロールオフ伝達関数はコサインロールオフを用い、ロールオフ率は0.5、送受にルートロールオフフィルタを備える構成とした. IF 周波数を 90MHz とし、IF 周波数帯のフェージングシミュレータを介して変調器と復調器を接続して室内実験を行った. また、2 ブランチ構成のベースバンド選択合成ダイバーシチ受信を適用した. フェージングシミュレータを通過した各ブランチの変調信号は各々独立に制御されるIF帯のAGC増

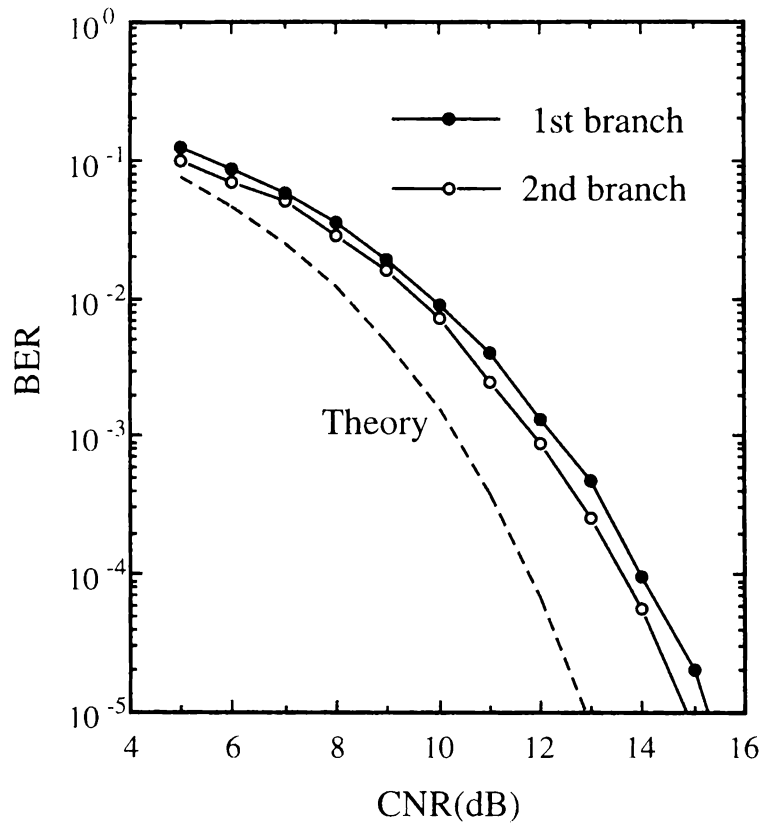


図 5.10 BER 特性 (AWGN 伝送路)

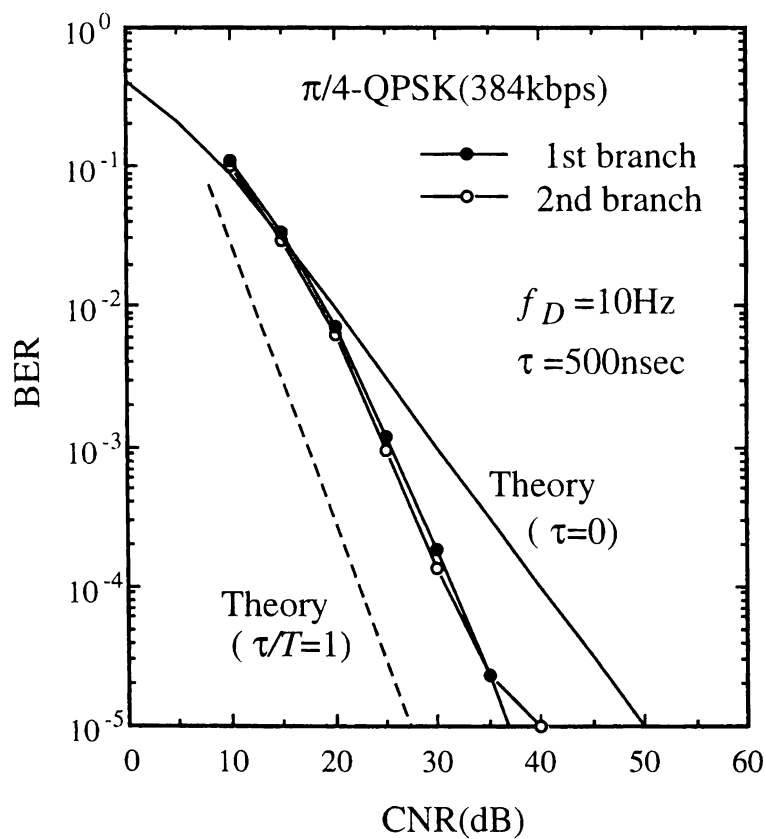
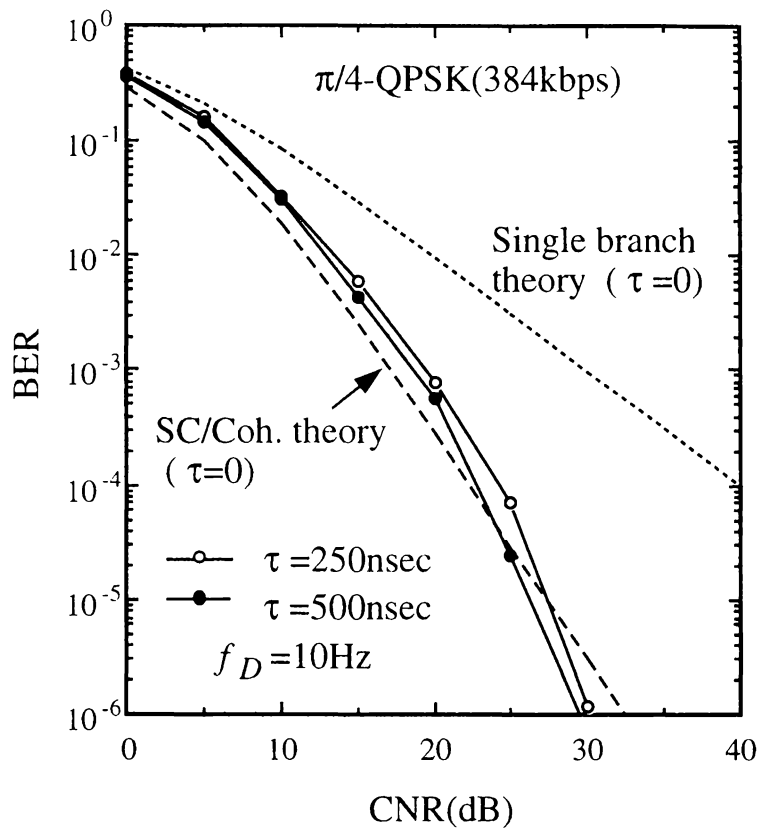


図 5.11 BER 特性 (シングルブランチ受信)



SC/Coh. : 同期検波復調を行う選択合成ダイバーシチ受信

図 5.12 BER 特性 (ダイバーシチ受信)

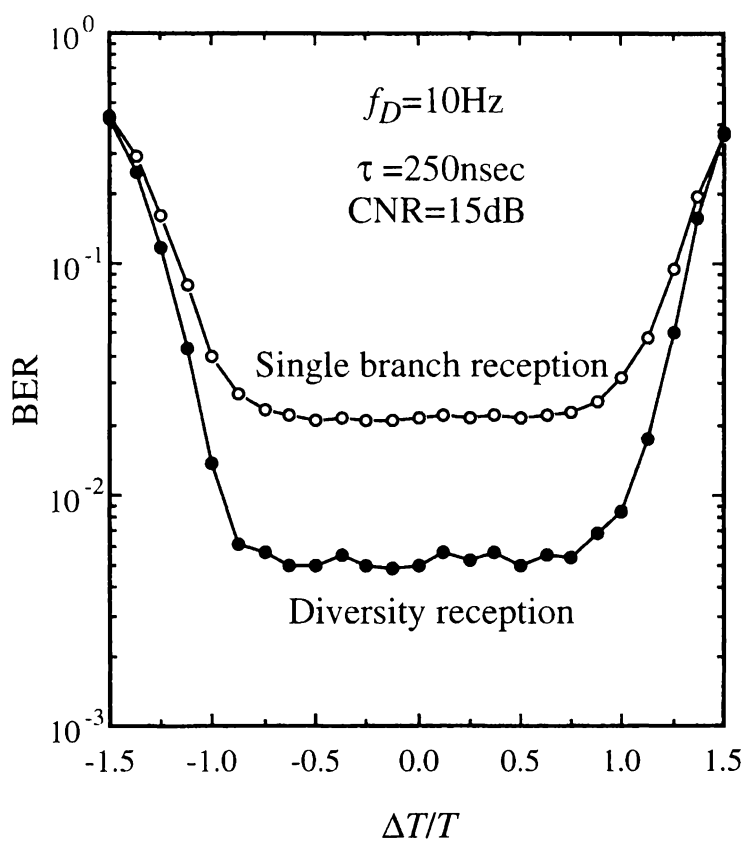


図 5.13 フレーム位相誤差特性

幅器を経た後、準同期検波器に入力される。各ブランチの準同期検波後の直交および同相信号は12ビットでA/D変換され、ダイバーシチ選択回路に入力される。ブランチの選択はAGC増幅器の入力における受信信号の包絡線レベルを1バースト間に渡って積分したものを指標として、バーストごとに切り替える構成を適用した。選択された1バースト分の受信信号は一旦メモリに蓄積され、1フレーム後に次のバーストが受信されるまでに、メモリから順次読み出され等化処理をうける構成となっている。また、AGC増幅器はIF帯の受信信号の包絡線を検出し、これに基づきIF帯の信号レベルが一定になるようフィードフォワード制御する構成のものを採用し、その時定数は300nsecとした。また、FVLMS アルゴリズムのステップサイズ  $\mu$  は0.05とした。

### CNR 対 BER 特性

図5.10にAWGN伝送路におけるFVLMS-MLSE等化器のBER特性を示す。理論値は差動符号化QPSK同期検波の理論値である。BERが $1.0 \times 10^{-3}$ 点における理論値よりの劣化は各ブランチとも約2dBであった。この劣化は変復調装置の1dB弱の劣化に加え、ステップサイズパラメータを0.05と比較的大きくしたためと考えられる。図5.11にレイリーフェージング伝送路における1ブランチ受信（単一受信）時の等化器の特性を示す。同図における理論値は遅延スプレッドが存在しない条件でのレイリーフェージング伝送路における同期検波と、遅延スプレッド  $\tau/T$  が0.5、すなわち1シンボル遅れの遅延波が存在する2波独立レイリーフェージング伝送路におけるマッチドフィルタの特性である。実験では遅延波の遅延量を1シンボル間隔以下に設定しているため理論値からの劣化がみられる。それでも、インプリシットなダイバーシチ効果によりBERが $1.0 \times 10^{-3}$ 点において5dBの利得が確認できた。フロア誤りも $1.0 \times 10^{-5}$ 以下に抑圧できている。また、AWGN伝送路、フェージング伝送路のいずれの場合も各ブランチはほぼ等しい特性を実現している。図5.12にダイバーシチ受信を適用した場合の等化特性を示す。理論値としては上記の同期検波特性に加えて、遅延スプレッドのないレイリーフェージング伝送路において選択合成ダイバーシチ受信を適用した同期検波の理論値を示す。FVLMS-MLSE等化器はほぼ選択合成ダイバーシチ受信の理論値と等しい特性しか示していない。1ブランチの場合には遅延波によるインプリシットダイバーシチ効果が得られていることから、これは等化器の劣化ではなくダイバーシチ選択の指標としたAGC制御電圧情報の精度が十分でないためと考えられる。同様の条件に遅延検波を適用した場合、単一受信でBERが $3.0 \times 10^{-3}$ 、選択合成ダイバーシチ受信でBERが $1.0 \times 10^{-4}$ でフロア誤りが発生<sup>[80]</sup>することを鑑みると、移動伝送路への本等化器の適用効果が非常に大きいことがわかる。

表 5.7 実験の諸元(QVLMS-MLSE 等化器)

変調方式 TDM多重数 ユーザレート (情報速度)	QPSK (1.5Mbit/s) 3 多重 256kbit/s
伝送路モデル	2 波独立レイリーフェージング (D/U= 0 dB) 遅延分散( $\tau$ ): 650nsec ドップラー周波数: $f_D=10\text{Hz}$

#### フレーム位相誤差特性

図 5.13 に FVLMS-MLSE 等化器のフレーム位相誤差特性を示す。同図には単一受信時とダイバーシチ受信時の特性を示す。 $\pm 0.7T$ のフレーム位相誤差に対して特性劣化のない優れた特性が確認できる。これは分数間隔サンプリングを適用したFVLMS-MLSE等化器が16状態のビタビアルゴリズムを適用しているため、2シンボルまでの遅延波を等化できるためである。ただし、 $0.05T$ の遅延スプレッド（すなわち、先行波と遅延波の時間差 $0.1T$ ）のある伝送路であるため、 $\pm 1.0T$ よりわずかに特性の平坦な領域が狭くなっている。

#### 5.5.2 QVLMS-MLSE 等化器

FPGA を用いて試作した QVLMS-MLSE 等化器の特性を、QPSK 変調を適用した 1.5Mbit/s の信号伝送系を用いて室内実験により検証した。実験の諸元を表 5.7 に示す。本実験系において、3 チャンネルの TDM された変調信号はマルチパスフェージングシミュレータを介して、復調器に入力される。復調器においては IF 帯の AGC 増幅器を経た後、直交準同期検波され等化器に入力される。IF 周波数は 90MHz である。TDM のフレームフォーマットは、320 ビットの情報信号の前に 32 ビットのトレーニング信号を付加した構成とした。本実験において、受信信号を蓄積するためのバッファメモリは一切利用せず、等化処理は 1.5Mbit/s の信号を実時間で処理している。従って、1 台の等化器によって、3 チャンネルの信号すべてを実時間で処理することも可能である。

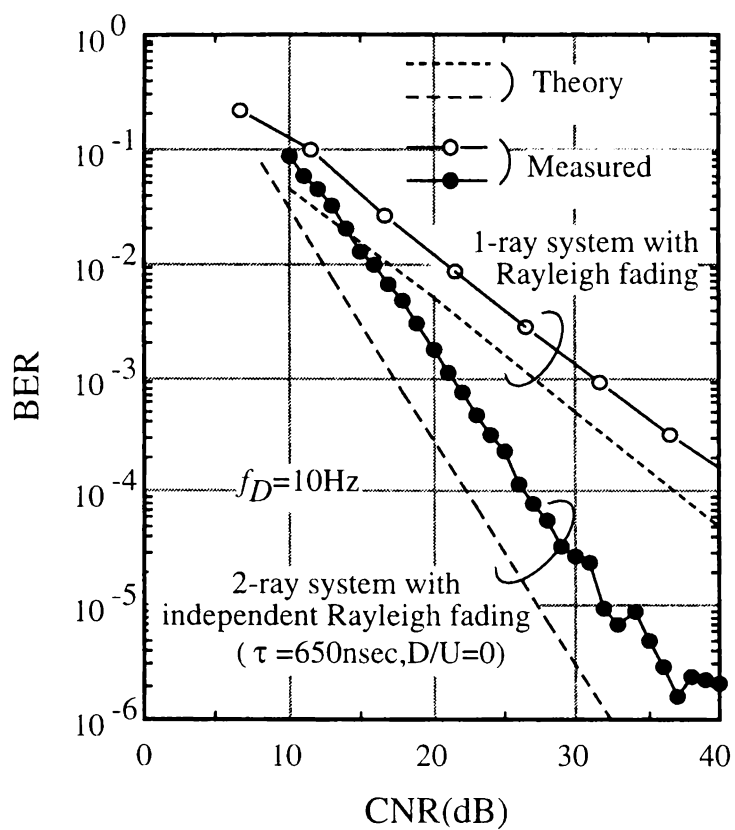


図 5.14 BER 特性

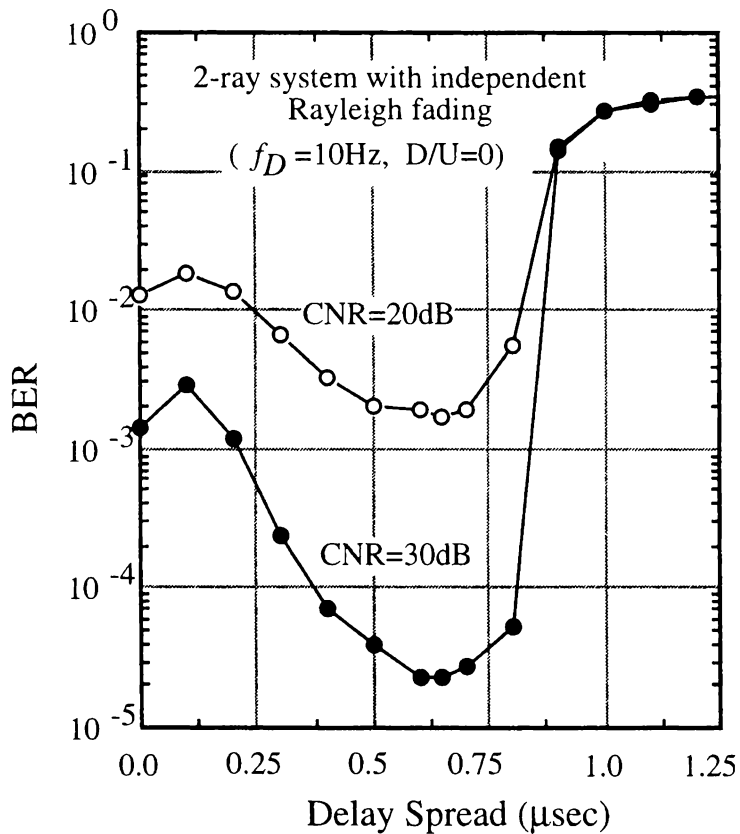


図 5.15 遅延スプレッド特性

## BER 特性

図5.14にCNRに対するBER特性を示す。伝送路としては最大ドップラー周波数 $f_D$ が10Hzの1波レイリーおよび2波独立のレイリーフェージングを適用した。2波レイリーフェージング伝送路における遅延スプレッド $\tau$ は650nsecである。同図から2波レイリーフェージング伝送路においてフロア誤りを $10^{-5}$ 以下に抑圧でき、BERが $10^{-3}$ 点において約10dBのインプリースットダイバーシチ利得が得られていることがわかる。また、固定劣化は4 dB強あるが、変復調器の固定劣化の2 dBを考慮すると等化器の劣化分は約2 dB程度である。

## 遅延スプレッド特性

図5.15に遅延スプレッドに対するBER特性を示す。伝送路は $f_D$ が10Hzの2波独立レイリーフェージングある。同図の特性は適応型MLSE等化器において先行波の受信タイミングとその信号に相当する符号発生タイミングを合わせておき、このタイミング条件で遅延波の遅延量を変化させて実験を行った結果である。通常、遅延スプレッドが大きいほどダイバーシチ受信効果により特性が向上するはずであるが、 $\tau$ が0.125の付近で一度特性が劣化している。これは、等化器がシンボル間隔サンプリングであるためサンプリング位相誤差による特性劣化が発生し、これがダイバーシチ利得よりも大きいためである。適応等化器の状態数は4であり、1シンボル遅延波までを等化できるため、2波

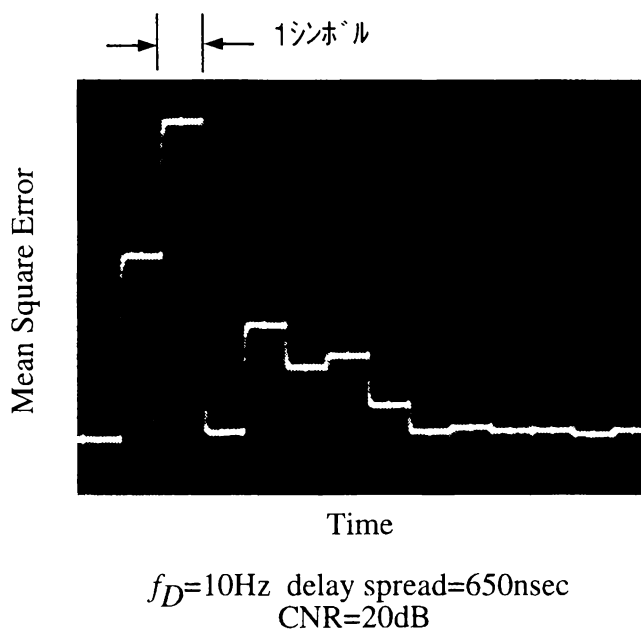


図 5.16 QVLSM-MLSE 等化器の収束特性



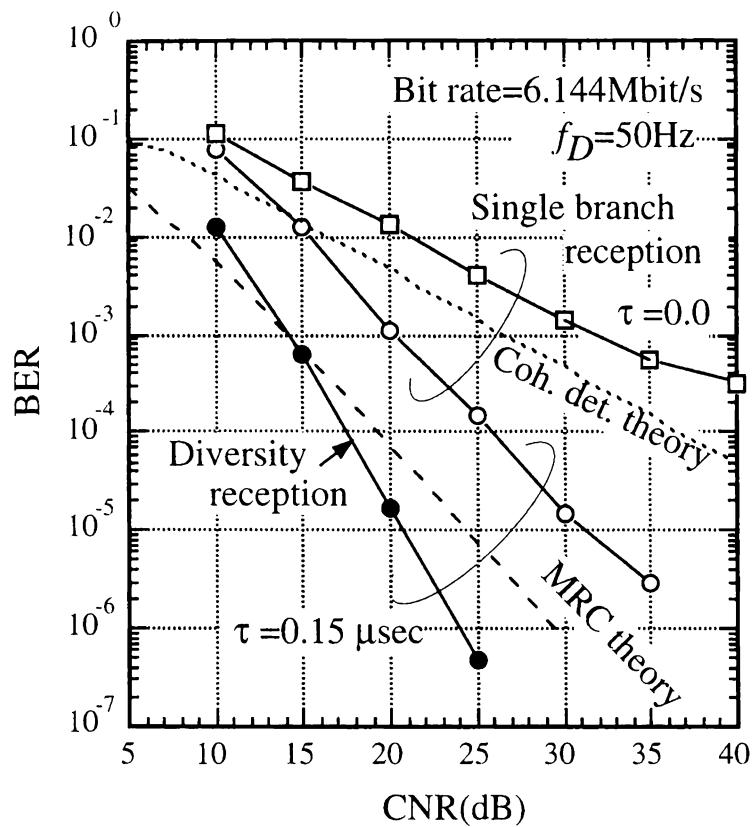


図 5.17 等化器 LSI の BER 特性

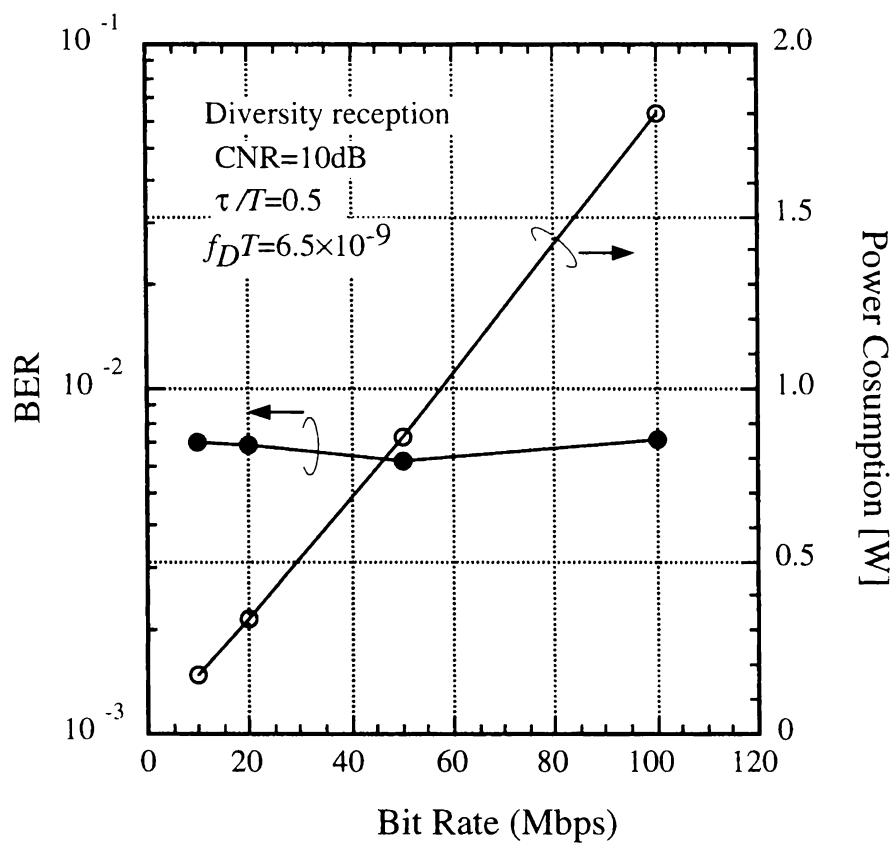


図 5.18 伝送速度に対する BER と消費電力 (QPSK)

レイリーフェージング伝送路で1シンボル遅延波が存在する場合に相当する遅延スプレッド650nsec付近において最大の利得が得られる。また、1シンボル以上の遅延波が存在する場合には急激にその特性を劣化させることがわかる。

#### 初期収束特性

4ビット量子化を適用したQVLMS伝送路推定器の初期収束特性を図5.16に示す。同図は最大ドップラー周波数 $f_D$ が10Hz、遅延スプレッド $\tau$ が650nsecの2波独立レイリーフェージング伝送路における特性である。横軸は時間であり縦軸は平均自乗誤差(MSE)である。平均自乗誤差は1000バーストに渡る自乗誤差を平均化して求めた。同図より約8シンボルで初期収束が完了することがわかる。DSP処理のVLMSアルゴリズムが約6シンボルで収束することから、量子化により多少収束特性の劣化が見られる。ただし、本実験ではトレーニングとして16シンボル用意しているため、2シンボルの遅れはまったく問題ない。

#### 5.5.3 LSI化QVLMS-MLSE等化器

開発した等化器LSIの2波等レベルのレイリーフェージング伝送路におけるBER特性を図5.17に示す。同図におけるQPSK信号の伝送速度は6.144Mbit/sであり、最大ドップラー周波数 $f_D$ は50Hzで、遅延スプレッドは1シンボル遅延波が存在する場合に相当する0.15 $\mu$ secとした。シングルブランチ受信の場合には、前記の図5.14とほぼ同じ特性を示していることが確認できる。また、ダイバーシチ受信を行うことにより約10dBのダイバーシチ利得を得ることができている。

さらに、LSI化した等化器の特性をマルチパスフェージング伝送路を模擬できるディジタルパターンジェネレータを用いて特性を検証した。すなわち、フェージング伝送路を通過したQPSK変調信号の受信パターンを予め計算機によって取得しておき、このパターンをパターンジェネレータから発生させ、等化器LSIによって復号する。この復号信号と計算機で発生させた送信符号とのExor (Exclusive OR) 操作により、ビット誤り率を検証した。この場合には、復調のアナログ回路の不完全性や同期回路の特性に起因した劣化がまったく含まれないため、純粹に等化器だけの特性を検証できる。その伝送速度に対するBER特性を図5.18に示す。同図はCNRは10dBで最大ドップラー周波数 $f_D T$ が $6.5 \times 10^{-9}$ の等レベル2波独立レイリーフェージング伝送路における、2ブランチダイバーシチ受信の特性である。100Mbit/sまではほとんど特性が変化せず、優れた等化特性を維持していることが確認できる。今回、0.45 $\mu$ mのプロセスを利用したため100Mbit/s時では2Wもの電力を消費したが、さらに微細プロセスを適用、あるいはプロセス自体の発展によって

この問題は解決されるものと考えられる。

## 5.6 結言

移動通信環境における高速通信システムへの適応型 MLSE 等化器の適用性を検証し、その効果的な実現法を提案した。検証した点、および提案した手法は、(1)  $\pi/4$ -QPSK 変調への FVLMS アルゴリズムの適用法、(2) パイプライン処理の適用による状態毎伝送路推定法の回路規模低減法、(3) 完全並列処理における回転群を利用したレプリカ生成器の低減法である。これらにより以下のことが明らかとなった。

(1) PDC や PHS あるいは IS-136 に適用されている変調方式にも FVLMS アルゴリズムが適用でき、実際の移動通信システムへ FVLMS-MLSE 等化器を適用できる可能性が高いこと。

(2) 高速なレイリーフェージングに追従するため、FVLMS-MLSE 等化器に状態毎推定法を適用した場合でも、効果的にパイプライン処理を適用すれば一状態分のハードウェアを備えるだけで等化処理が可能であり、十分に移動通信システムへ適用可能であること。

(3) QVLMS-MLSE 等化器を完全な並列処理により実行する場合、通常はタップ数と状態数の関に比例して増大するレプリカ生成器の演算量が、回転群を利用することで状態数に無関係にタップ数の一次関数にまで低減できること。更に、メガビットオーダーの高速通信にも対応可能な MLSE 型等化器が実現できる見通しが得られたこと。

具体的には、FVLMS-MLSE 等化器は系列推定として 16 状態のビタビアルゴリズムを適用し、8 状態ずつの 2 系列並列処理を行うことにより 32kbit/s の信号の実時間処理を可能とした。試作した FVLMS-MLSE 等化器が遅延スプレッド 500nsec のマルチパスレイリーフェージング伝送路において、BER が  $1.0 \times 10^{-3}$  点で 5dB の利得をもつことを室内実験により確認した。また、ダイバーシチ受信では選択合成ダイバーシチ受信に遅延検波を組み合わせた構成では BER が  $10^{-4}$  点においてフロア誤りが発生するマルチパスフェージング伝送路で、BER のフロア誤りを  $10^{-5}$  以下に抑圧する優れた特性を示した。

一方、QVLMS-MLSE 等化器を FPGA により試作し、1.5Mbit/s-QPSK 伝送系において伝送特性を検証した。その時、提案した高速信号処理技術、あるいは簡易化技術を適用することにより、FPGA レベルでもわずか 40kgate 程度で等化器が実現できることが明らかとなった。FPGA を用いて実現された適応型 MLSE 等化器は遅延スプレッド 650nsec の 2 波独立のレイリーフェージング伝送路において BER のフロア誤りを  $10^{-5}$  以下に抑圧し、BER が  $10^{-3}$  点において約 10dB のインプリーシットダイバーシチ利得があることをハード

ウェア実験により検証した。さらに、約8シンボルで初期収束できる優れた同期特性も実験により明かとなった。また、 $0.45\mu\text{m}$  プロセスを用いて本等化器のLSI化を行った。FPGAで適用した技術に加えて、合成型のダイバーシチ受信の構成を取り入れたにもかかわらず約70kgateという少ない回路規模で実現できることを示した。開発した等化器LSIは伝送速度100Mbit/sにおいてもFPGA同様の特性が得られることを示した。100Mbit/sの信号を実時間で処理できる本LSIは、バースト伝送系を対象とした等化器としては世界最高速であり、提案した回路構成法の効果あるいは前章で提案したアルゴリズムの実現性の高さを実証している。

以上述べた手法を適用することにより、移動通信システムにおいても簡易な構成で優れた等化特性が得られる等化器を実現できることが回路試作および実験的な特性検証より明らかとなった。



## 第6章 適応等化器用無線伝送装置の設計

### 6.1 はじめに

移動通信における周波数利用効率の向上をめざして、高速同期が可能な適応復調器、適応等化器の構成法について述べてきた。ただし、実際の無線伝送装置にはこれら以外の多くの技術が必要とされる。2章で述べたように、その中でもダイバーシチ受信技術は移動通信において極めて有効な特性改善技術である。さらに、ダイバーシチ受信と適応等化器を組み合わせることで相乗効果的に特性を改善できることが知られている<sup>[105-109]</sup>。ただ、元来演算量の多い等化器にダイバーシチ受信を組み合わせれば、さらに演算量が増大することになる。しかし、マルチパスレイリーフェージング伝送路において相乗効果的な特性改善が期待できるダイバーシチ受信と等化器の融合法は、将来の高速移動通信での重要な研究課題となると予想される。そこで、移動通信への適用を考えるならば今後は演算量まで考慮した検討が重要になる。別の周辺機能として、準同期検波器出力の同相(Iチャネル)と直交(Qチャネル)信号のゲインアンバランスや直交性誤差補償がある。これは復調器のアナログ準同期検波器とその後段に備えられたベースバンド帯のアナログ回路の不完全性に起因する劣化を補償するものである。このベースバンド帯のアナログ回路の不完全性による劣化問題は、従来から良く知らており幾つかの検討が見られる<sup>[102,103]</sup>。移動通信では従来、通信速度が比較的低速であったため受信信号をIF帯でA/D変換し、ディジタル準同期検波によりベースバンド帯に変換する構成をとることで、アナログ回路の不完全性を回避していた。しかし、今後の高速通信を想定した場合には消費電力、実現性からも準同期検波器にはアナログ信号処理が利用されることが考えられる。そして、準同期検波出力信号をA/D変換した後、ディジタル信号処理によりアナログの不完全を解消する方が、ディジタル信号の処理速度の観点からもより効果的な構成法と言える。従って、ゲインアンバランスや直交性誤差補償も重要な検討課題の一つである。

一方、1章で述べたようにTDMA移動通信ではシンボル同期、フレーム同期<sup>[114]</sup>も重要な検討項目である。加えてマルチパスレイリーフェージング補償技術として等化器の適用を前提とするなら、線形増幅を行うAGC増幅器<sup>[18]</sup>を復調器に備える必要がある。これらの機能に対する検討は従来より数多くあるが、1シンボル間隔を越える遅延スプレッ

ドの存在する伝送路を対象としたものはほとんどない。特に、1シンボル間隔以上の遅延スプレッドのあるマルチパスレイリーフェージング環境下において、BERが $10^{-5}$ 以下の通信品質を達成するTDMA移動通信用のBTR、AGC増幅器設計技術は未だ確立されていない。

本章では、無線伝送装置を構成する重要な技術である(1)ダイバーシチ受信と等化器の効果的融合法、そのための適応アルゴリズム、(2)アナログ準同期検波器の不完全性除去としてCMA<sup>[101]</sup>を適用した構成、(3)AGC増幅器やシンボル同期回路、フレーム同期回路等を搭載した6.144Mbit/sのTDMA移動通信用のQPSK変復調装置の概要を述べる。6.2節ではダイバーシチ受信構成の適応型MLSE等化器における最大比合成の実現法を提案する。また、適応型MLSE等化器より若干劣るものの移動伝送路で優れた特性をもち、ダイバーシチ受信と元来親和性が高いDFE<sup>[57,58]</sup>を取り上げ、その簡易型の最大比合成実現法をも述べる。6.3節では定包絡線変調方式を対象としたIチャネルとQチャネル信号(I/Qと略する)のゲインアンバランスと直交性誤差同時補償法について述べる。最後に6.4節では遅延スプレッドの大きな伝送路において、高品質伝送を可能とする変復調装置における適応等化器、さらにTDMAのように間歇的に受信される信号に対応できるAGC増幅器、BTR回路の設計法および、設計した変復調装置を用いたハードウェア実験の結果を述べる。

## 6.2 ダイバーシチ受信器構成法

### 6.2.1 最大比合成型 MLSE 等化器 (MRC-MLSE)

本来、最大比合成(MRC)は各ダイバーシチブランチからの受信信号をSNR(Signal to Noise Ratio)に応じて重みづけ加算することによって達成される。ところが、適応型MLSE等化器は伝送路のインパルス応答を推定し、これを基に系列推定を行うことを基本構成とする。すなわち、適応型MLSE等化器の場合には入力信号は推定される対象であって、重みづけ演算等の処理を受けてはならない。つまり、各入力信号を重み付け加算するという最大比合成の構造と適応型MLSE等化器は基本的には相容れない。しかし、最大比合成を用いたダイバーシチ受信は選択合成法や等利得合成法に比較して優れたSNR改善効果を持ち、移動通信における優れた特性もハードウェア実験によって実証されている。そこで、適応型MLSE等化器に適した形での最大比合成原理の導入を試みる。

まず、何らかの手段によりSNRに応じた重み係数 $a_i$ が得られたとすると、最大比合成された受信信号 $y_k$ は次式で与えられる。

$$y_k = \sum_{i=1}^{br} a_i r_{k,i} \quad (6.1)$$

式(6.1)において、 $br$ はブランチの数であり、 $r_{k,i}$ は時刻 $k$ における $i$ 番目のブランチにおける受信信号である。また、各ブランチからの出力信号の位相がすべて同相であると仮定すれば、 $a_i$ は実数のスカラー量で表される。その場合、最大比合成を実現する係数は次式で与えられる。

$$a_i = |r_i| / \overline{n_i^2} \quad (6.2)$$

式(6.2)において $|r_i|$ と $\overline{n_i^2}$ は $i$ 番目のブランチの受信信号の振幅の平均値と雑音電力である。次に、全ての時刻にわたる最適タップ係数行列 $W$ を以下のように定義する。

$$W^T = \begin{pmatrix} w_0(0) & w_0(1) & & w_0(L-1) & 0 & & 0 \\ 0 & w_1(0) & w_1(1) & & w_1(L-1) & 0 & 0 \\ & 0 & w_2(0) & w_2(1) & & w_2(L-1) & 0 \\ & & 0 & & & & \\ 0 & & & 0 & w_n(0) & w_n(1) & w_n(L-1) \end{pmatrix} \quad (6.3)$$

式(6.3)において、 $L$ はMLSEの拘束長であり、伝送路のインパルス応答長である。ここで受信信号 $y_k$ を要素とするベクトルを $Y^T = \{y_0, y_1, \dots, y_n\}$ 、最も尤度の高い送信信号系列ベクトル $X_m^T = \{x_0(m), x_1(m), \dots, x_n(m)\}$ 、それ以外の送信候補ベクトルを $X_{m'}^T = \{x_0(m'), x_1(m'), \dots, x_n(m')\}$ とすれば、この受信信号を適応型MLSE等化器を用いて復号するには以下の尤度を最大にする系列を推定することになる[6]。

$$\begin{aligned} \ln \left( \frac{p(Y|X_m)}{p(Y|X_{m'})} \right) &= \frac{-1}{\sigma^2} \left\{ \|Y - W^H X_m\|^2 - \|Y - W^H X_{m'}\|^2 \right\} \\ &= \frac{-1}{\sigma^2} \left\{ \sum_{k=0}^n \left| \sum_{i=1}^{br} a_i r_{k,i} - W_k^H x_{k,m} \right|^2 - \sum_{i=1}^{br} \left| a_i r_{k,i} - W_k^H x_{k,m'} \right|^2 \right\} \\ &= \frac{-1}{\sigma^2} \left\{ \sum_{k=0}^n \left\{ \sum_{i=1}^{br} a_i^2 \left( |r_{k,i} - W_{k,i}^H x_{k,m}|^2 - |r_{k,i} - W_{k,i}^H x_{k,m'}|^2 \right) \right\} \right\} \end{aligned}$$



$$= \frac{-1}{\sigma^2} \sum_{k=0}^n \left\{ \sum_{i=1}^{br} a_i^2 \left( \left| r_{k,i} - W_{k,i}^H x_{k,m} \right|^2 - \left| r_{k,i} - W_{k,i}^H x_{k,m'} \right|^2 \right) \right\} \\ \geq 0 \quad \text{for all } m' (\neq m) \quad (6.4)$$

ただし、

$$W_k = \sum_{i=1}^{br} a_i W_{k,i} \quad (6.5)$$

である．式(6.4)において $\|\bullet\|$ は複素ベクトルのノルム、 $|\bullet|$ は複素スカラの絶対値をとること、 $\text{Re}[\bullet]$ は実数部だけを抽出することを意味している．また、 $x_{k,m}^T = \{x_k(m), x_{k-1}(m), \dots, x_{k-L+1}(m)\}$ は送信候補ベクトルの $k$ 時刻における状態ベクトルを示しており、 $W_k^T = \{w_k(0), w_k(1), \dots, w_k(L-1)\}$ は時刻 $k$ における $y_k$ に対する最適タップ係数ベクトルである．式(6.4)における $\text{Re}[\bullet]$ 関数内の項はレプリカと受信信号との誤差の各ブランチ間の相関値である．すなわち、その項は各ブランチ出力信号に含まれる白色ガウス雑音間の相関であり、BER特性に関係あるサバイバルパス候補における演算では比較的微量である．そこで式(6.4)の $\text{Re}[\bullet]$ 関数項以外の項を用いることとする．結果的には、入力信号に対して重みづけを行うのではなく、各ブランチからのブランチメトリックを $a_i$ により重みづけ加算することにより、最大比合成を近似的に得ることになる．また、式(6.5)に送信符号ベクトル $x_{k,m}$ をかけ合わせると以下の式を得る．

$$y_k = W_k^H x_{k,m} = \sum_{i=1}^{br} a_i \left( W_{k,i}^H x_{k,m} \right) \quad (6.6)$$

式(6.1)より式(6.6)の右辺における括弧内の値は各ブランチの受信信号の推定値を表している．従って、 $W_{k,i}$ は各ブランチで独立に推定される伝送路インパルス応答であり、通常の適応型MLSE等化器の構成において求めることができる．次に、式(6.2)で定義された最大比合成の係数 $a_i$ は、受信信号の振幅の平均値と雑音電力を正確に推定することは困難なため、信号の振幅で置き換えられることが多い．ところが、適応型MLSE等化器の場合には伝送路推定器によって正確な伝送路インパルス応答が得られるばかりでなく、系列推定におけるメトリックは雑音電力そのものであり、これらを有効に利用することで係数 $a_i$ を正確に推定することが可能となる．すなわち、適応型MLSE等化器では受信信号の振幅 $|r_i|$ を次式により推定することができる．

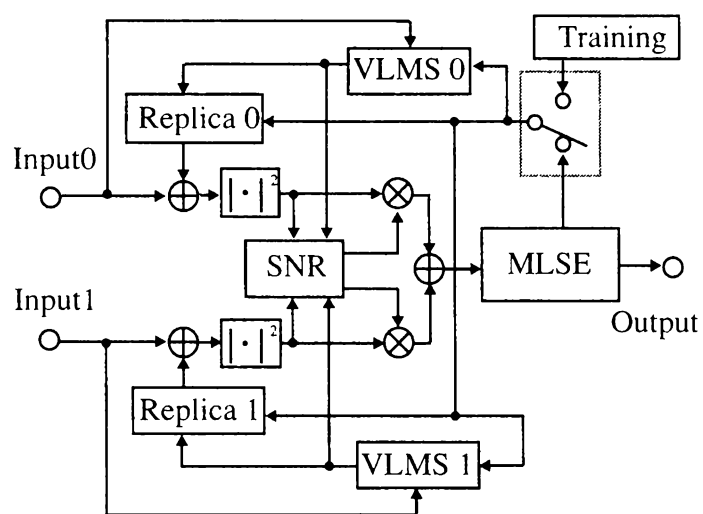


図 6.1 MRC-MLSE 等化器の構成

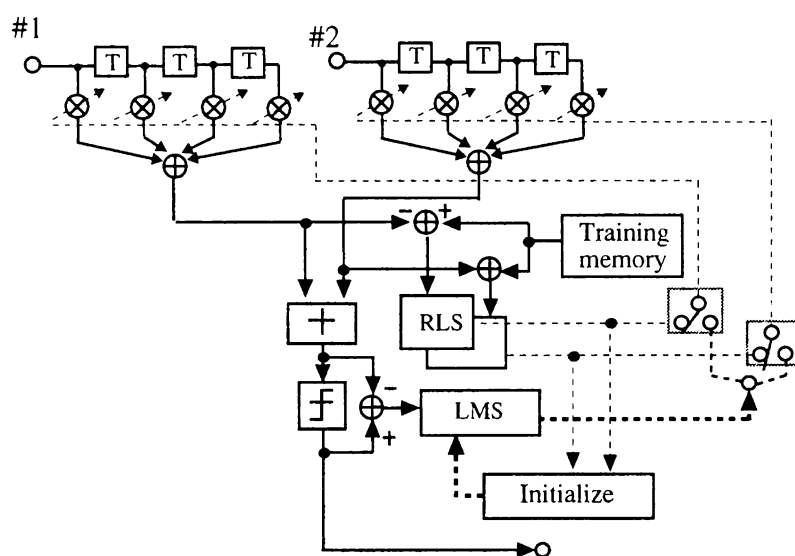


図 6.2 モード切替え型 DFE の構成

$$|r_i| = \sqrt{E[r_{k,i} r_{k,i}^*]} = \sqrt{E[W_{k,i}^H X_k X_k^H W_{k,i}]} \approx \sqrt{W_{k,i}^H W_{k,i}} \quad (6.7)$$

式(6.7)において送信符号はランダムであるため、その相関行列は単位行列になることを用いた。適応型 MLSE 等化器に備えられた伝送路推定器において式(6.7)の  $W_{k,i}$  の正確な推定値が得られるため、この推定値を式(6.7)に代入することで、受信信号レベルを推定できる。一方、雑音電力  $\sigma^2$  は最尤系列より生成したレプリカと受信信号の誤差電力を平均化したものを用いる。最終的に最尤系列推定に用いるメトリック  $J_k$  は次式で与える。

$$J_k = J_{k-1} + \sum_{i=1}^{br} |r_i|^2 / \sigma_i^4 |e_{k,i}|^2 \quad (6.8)$$

式(6.8)において  $e_{k,i}$  は  $i$  番目のブランチの誤差信号である。式(6.7)では  $r_i$  は自乗されるため式(6.6)に現われる平方根演算は実際には不要になる。図6.1に最大比合成 MLSE (MRC-MLSE) 等化器の構成を示す。同図では2ブランチダイバーシチ受信の構成例を示している。さらに、重みづけを行わねば単なる等利得合成となる。理論的には最大比合成と等利得合成には 1dB 程度しか特性的な差異はないが、提案手法はメトリックに重みづけするだけの比較的簡素な構成で実現できるため、装置の小型が要求される移動通信システムにおいては特性向上のための有効な一手段となる。

### 6.2.2 モード切替え型 DFE

本論文では前節に至るまで等化器としては適応型 MLSE 等化器を対象にしてきたが、ダイバーシチ受信を前提とした場合には、構成の親和性の高さからトランスバーサル合成型 DFE<sup>[105]</sup> も優れた等化器とダイバーシチ受信の融合法である。トランスバーサル合成型 DFE は各ブランチからの受信信号をフィードフォワードフィルタ (FFF: Feed Forward Filter) を経て合成する。これにトランスバーサル合成型 DFE の等化後信号の判別値を入力とするトランスバーサルフィルタの出力を合成することで出力信号を得る。各ブランチの出力を FFF で畳み込んで合成するトランスバーサル合成型 DFE の構成は、通常の方法と見なせる。ただし、今まで述べたように TDMA のような高速同期が必要とされるシステムに適用した場合、フィルタのタップ係数制御にカルマンフィルタのような多少複雑なアルゴリズムを適用せねばならない<sup>[111]</sup>。加えて、トランスバーサル合成型 DFE ではすべてのトランスバーサルフィルタを1つのフィルタとして捕らえるため、結果的にフィルタのタップ長が非常に長くなる<sup>[110]</sup>。カルマンフィルタや RLS アルゴリズムはタップ長の自乗に比例して演算量が増大するため、トランスバーサル合成型 DFE のこれらのアルゴリズムを適用すると膨大な演算量が必要になると

いう問題があった．そこで、この演算量を低減し、かつ高速引き込みを実現するアルゴリズムについて以下に述べる．

トランスバーサル合成型 DFE の  $i$  ブランチの FFF のタップ係数を  $\{h_{0,i}, h_{1,i}, \dots, h_{L-1,i}\}$ 、 $i$  ブランチからの FFF 出力を  $y_{k,i}^{(f)}$  とすれば合成後の信号  $z_k$  は以下のように表される．

$$z_k = \sum_{i=1}^{br} y_{k,i}^{(f)} + y_k^{(b)} = \sum_{i=1}^{br} \left( \sum_{j=0}^{L-1} h_{j,i}^* r_{k+j,i} \right) + \sum_{j=0}^{L_b-1} h_j^* x_{k-j} \quad (6.9)$$

式 (6.9) において  $L$  は FFF 長で、 $L_b$  はフィードバックフィルタ (FBF: Feed Back Filter) 長、 $y_k^{(b)}$  は FBF 出力を示している．式 (6.9) における最適なタップ係数ベクトル  $\{h_{0,1}, \dots, h_{L-1,1}, h_{0,2}, \dots, h_{j,i}, \dots, h_{L-1,br}\}$  は式 (4.3) の正規方程式の解として得られる．そのタップ係数ベクトルを最大比合成に用いる係数で展開することを考える．そこで、仮想的に各素子に独立の DFE を備えた場合を想定する．ただし、各 DFE の FBF には同一の識別信号が入力されるものとする．その時、信号  $z_k$  は独立した DFE からの出力信号  $z_{k,i}$  を係数  $a_i$  によって重みづけ加算されたものとみなすことができる．すなわち、 $i$  番目のブランチに対応する DFE の出力信号を  $y_{k,i}$  とすれば、復調信号  $z_k$  は以下のように表せる．

$$z_k = \sum_{i=1}^{br} y_{k,i}^{(f)} + y_k^{(b)} = \sum_{i=1}^{br} a_i z_{k,i} = \sum_{i=1}^{br} a_i \left( u_{k,i}^{(f)} + u_{k,i}^{(b)} \right) \quad (6.10)$$

ただし、 $u_{k,i}^{(b)}$  と  $u_{k,i}^{(f)}$  は  $i$  番目のブランチに対応する DFE の FBF 出力と FFF 出力である．この時、各ブランチに対応した FBF と FFF のタップ係数  $w_{j,i}$  は以下のように定義される．

$$\begin{aligned} h_{j,i} &= a_i w_{j,i} & (i=1, \dots, br; j=0, \dots, L-1) \\ h_j &= \sum_{i=1}^{br} a_i w_{j,i} & (j=0, \dots, L-1) \end{aligned} \quad (6.11)$$

式 (6.11) の変数  $h_{j,i}$  は式 (6.9) を最適化することで一意的に求まり、 $a_i$  と  $w_{j,i}$  は共に任意の復調信号レベルに対して式 (6.6) と (6.7) を用いて各々求められる．すなわち、最適タップ係数は最大比合成の係数  $a_i$  と、独立な DFE のタップ係数によって展開できることが分かる．

ここで逆に、各ブランチで独立等化处理された信号を最大比合成することで復調信号  $z_k$  を求める．遅延波のない場合には等化器は同期検波器として動作するため、この独立等化後合成器は最大比合成ダイバーシチ受信回路と実質的に同一の構成になる．遅延波の存在する場合には、信号  $z_k$  を近似的することになる．図 6.2 に提案するモード切り替え型 DFE の構成を示す．この構成において、各ブランチの FBF 出力  $u_{k,i}^{(b)}$  と FFF 出力  $u_{k,i}^{(f)}$  の和が各独立の DFE により等化处理された信号となる．すなわち、各ブランチ独立の DFE

で等化処理した後、各 DFE のタップ係数ベクトル  $w_{j,i}$  を係数  $a_i$  によって重みづけ加算することで、最適タップ係数ベクトル  $\{h_{0,i}, \dots, h_{L-1,i}\}$  を近似する。また、 $a_i$  は各 DFE の出力に対する最小自乗合成係数として求める。その場合、各 DFE の出力信号は、所望レベルでかつ正確な絶対位相で出力されるため、係数  $a_i$  は次式のような簡単な形になる。ただし、 $i$  番目の DFE の出力信号の誤差の分散を  $\sigma_j$ 、所望信号レベルを  $|D_k|$  とするなら、正規化誤差分散  $\tilde{\sigma}_j^2$  を  $\tilde{\sigma}_j^2 = \sigma_j^2 / |D_k|^2$  と定義する。

$$a_i = \frac{\tilde{\sigma}_i^{-2}}{1 + \sum_{j=1}^{br} \tilde{\sigma}_j^{-2}} \quad (6.12)$$

式(6.12)の雑音の分散  $\sigma_i^2$  は、前節同様に各ブランチ独立に等化処理をした場合の  $i$  番目のブランチの等化後の自乗誤差の平均値より推定する。式(6.12)は各ブランチ独立の DFE のタップ係数と合成型 DFE のタップ係数の変換方法を与えるものである。すなわち、この変換方法を適用することで、ある時刻まで各ブランチ独立の DFE の構造を用い、その後合成型 DFE へのスムーズな切り替えを実現させることが可能となる。例えば、トレーニング期間では DFE を独立に動作させ、データ区間では合成型に切り替えるという構成変換を可能とする。一般にタップ数が短いほどアルゴリズムの収束は早くなるため、トレーニング期間ではトランスバーサル合成型 DFE を分解し、独立の DFE にしてタップ数を短くできれば、高速な引き込みを実現できる。ただし、独立に分解したままではトランスバーサル型合成による高品質な復調信号を得ることができない。そこで、この変換法を用いてトレーニング期間の終了時にトランスバーサル合成型 DFE の最適タップ係数を算出し、データ区間ではトランスバーサル合成型 DFE として動作させることで高い等化特性を得ることができる。

この変換を用いるモード切替型 DFE は、トレーニング期間で独立の DFE に分割するため FBF が各 DFE 間で重複し実質のタップ数を増大させることになる。ところが、高速収束を達成するためタップ係数推定アルゴリズムに RLS アルゴリズムを適用した場合、RLS アルゴリズムはタップ係数の 2 乗で演算量が増大するため、DFE を独立に動作させた方が実際には演算量は少ない。一方、収束後は演算量の少ない LMS アルゴリズムを適用すれば、大幅な演算量の低減が図れる。

すなわち、式(6.12)の変換方法を備えたモード切替型 DFE はトランスバーサル合成型 DFE 並の等化特性を達成しながら、著しい演算量低減効果と高速同期特性が得られる。

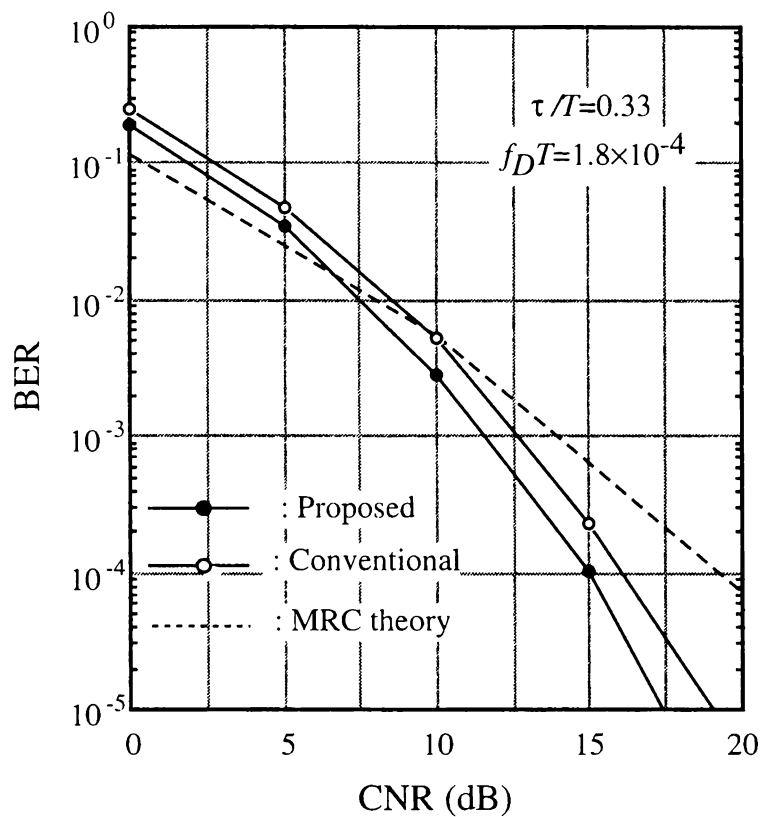


図 6.3 MRC-MLSE 等化器の BER 特性

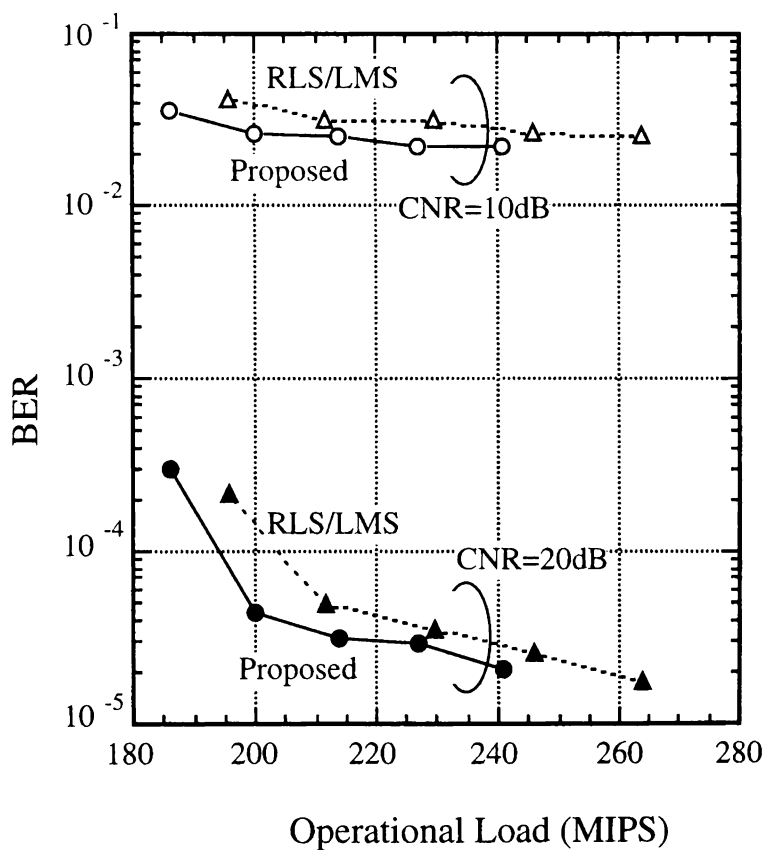


図 6.4 モード切替え型 DFE の演算量の比較

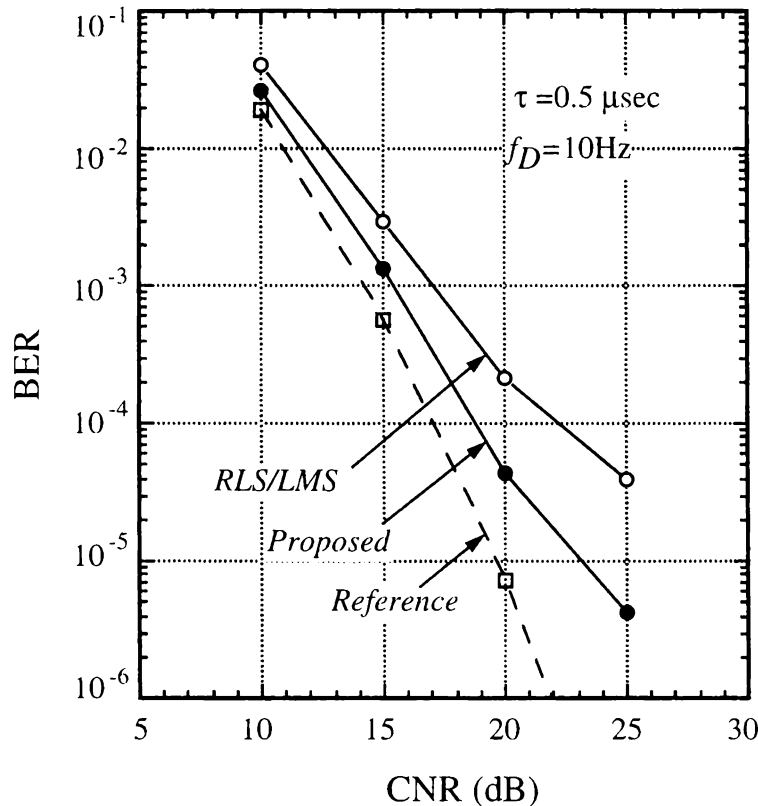


図 6.5 モード切替え型 DFE の BER 特性

### 6.2.3 実験

#### (a) MRC-MLSE 等化器

伝送路モデルとして各波独立の 2 波レイリーフェージングを適用し、クロック周波数による正規化最大ドップラー周波数  $f_D T$  を  $1.8 \times 10^{-4}$ 、遅延波の正規化遅延量スプレッドは 0.33 とした。また変調方式は QPSK 変調を適用した。受信信号は各々 IF 段の AGC 増幅器を経た後、ベースバンドに変換され A/D 変換器によりデジタル信号に変換された後、2 ブランチダイバーシチ受信構成の MRC-MLSE 等化器に入力される構成である。また、MRC-MLSE 等化器は 2 タップ 4 状態、シンボル間隔サンプリングで、伝送路推定には VLMS アルゴリズムを適用した。この MRC-MLSE 型等化器を DSP に搭載し、ハードウェア実験によって特性を検証した。

#### BER 特性

図 6.3 に CNR に対する BER 特性を示す。同図には最大比合成 (MRC) ダイバーシチ受信の理論値と、重み付けを行わないメトリック合成法の特性を付記している。提案する構成はメトリック合成法に比較して CNR に関わりなく約 1.1dB の利得がある。理論的に

最大比合成ダイバーシチの等利得合成に対する利得は 1dB 弱であることから、本提案の MRC-MLSE 等化器が最大比合成を達成していることがわかる。

#### (b) モード切替え型 DFE

提案するモード切替え DFE の特性を無線伝送速度 1.536 Mbit/s の QPSK 変調系を用いてハードウェア実験により検証した。伝送路モデルは各波独立の 2 波レイリーフェージングを適用し、遅延スプレッドは 1  $\mu$ sec、最大ドップラー周波数  $f_D$  は 10 Hz とした。DFE のフィードフォワードフィルタ (FFF) のタップ数  $L$  は 6、フィードバックフィルタ (FBF) のタップ数  $L_b$  は 2、2 ブランチダイバーシチ受信構成とした。また、浮動小数点 DSP を並列演算させることで 200 MIPS (Million Instructions Per Second) の処理能力をもつ DSP ボードを開発し、この DSP ボードにより等化器を実現した。

#### 演算量

図 6.4 に演算量をパラメータとした BER 特性を示す。加入者当たりの情報速度、すなわち等化器のスループットが 512 kbit/s の場合の特性を示す。同図において参考のため、単にトレーニングとデータ区間で RLS から LMS に切り替えるアルゴリズム (アルゴリズム切替え型) の特性も付記している。演算量の変化はトレーニング信号の数に依存している。すなわち、演算量が多い場合とは多くのトレーニング信号を利用していることを意味している。図 6.4 から、同じ演算能力をもつ DSP を適用した場合、常にモード切替えアルゴリズムはアルゴリズム切替え型より優れた特性を示すことが分かる。例えば、200 MIPS 程度の DSP を想定した場合、CNR が 20 dB で 1 桁弱の特性改善効果が見られる。

#### BER 特性

図 6.5 に BER 特性を示す。同図には比較のため 200 MIPS 以上の処理能力のある DSP ボードを用いて、RLS アルゴリズムを常に適用し、トレーニング信号を 24 シンボルとして信号伝送した時の特性も付記する。加えて 200 MIPS の DSP ボードによる提案方式と、従来方式であるアルゴリズム切替え型の特性を示す。この時、アルゴリズム切替え型におけるトレーニング長は 8 シンボル、提案アルゴリズムでは 10 シンボルである。RLS アルゴリズムの忘却係数は 0.99、LMS アルゴリズムのステップサイズパラメータは 0.02 とした。24 シンボルのトレーニング長を用いた場合に比較すれば BER が  $10^{-4}$  点で 2 dB 強の劣化があるものの、アルゴリズム切替え型に比較して 5 dB 程度の特性改善効果が見られる。



## 6.3 I/Q 直交性誤差 / ゲインアンバランス同時補償

### 6.3.1 CMA の適用

これまではハードウェアがすべて理想的に動作すると仮定して議論を展開してきたが、実際にはアナログ部品には不完全性が存在し、かつ環境の温度によって変動する。時にこの不完全性が復調特性を著しく劣化させる。図3.4に示した受信機のアナログ準同期検波器にも幾つかのアナログ回路の不完全性等に起因した劣化要因がある<sup>[103]</sup>。その主要な原因は、(1)DC (Direct Current) ドリフト、(2) I/Q の直交性誤差、(3) I/Q 信号のゲインアンバランスである。(1)は送信符号がランダム信号であればハイパスフィルタを付けることで除去可能である。(2)や(3)についても幾つかの検討があるが<sup>[10,102]</sup>、多くはアナログ信号処理によるものである。しかし、アナログ信号処理では不完全性をもつアナログ素子を制御に用いねばならず、結局その部分の調整が必要になる。現状ではI/Q の直交性誤差やゲインアンバランスの補償は技術者の手により行われている。しかし、技術者の手を必要とすれば、製造コストを押し上げることになる。そこで、本節ではより高精度な補償法としてデジタル信号処理を前提としてCMAアルゴリズムを適用する構成を提案する。

一般に、位相変調信号に対する準同期検波出力は以下のようにベクトル表現できる。

$$\begin{aligned} \begin{pmatrix} r_{i,k} \\ r_{q,k} \end{pmatrix} &= \text{LPF} \left[ \begin{pmatrix} g_i & 0 \\ 0 & g_q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \cos(\tilde{\omega}_c kT) \\ \sin(\tilde{\omega}_c kT + \phi) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} A \cos(\omega_c kT + \theta_k + \theta_0) + n_k \end{pmatrix} \right] \\ &= \begin{pmatrix} g_i & 0 \\ 0 & g_q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ \sin(\phi) & \cos(\phi) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \cos(\Delta\omega_c kT + \theta_k + \theta_0) + n_{i,k} \\ \sin(\Delta\omega_c kT + \theta_k + \theta_0) + n_{q,k} \end{pmatrix} \quad (6.13) \end{aligned}$$

式(6.13)において  $r_{i,k}, r_{q,k}$  は各々受信信号の I チャンネルと Q チャンネルの信号、 $A$  は受信信号の振幅、 $\omega_c$  と  $\tilde{\omega}_c$  は各々搬送波角周波数と受信機の局部発振器の角周波数、 $\theta_k$  は変調信号成分、 $n_k$  と  $n_{i,k}, n_{q,k}$  は各々 LNA の出力する白色ガウス雑音と、ベースバンドに変換された I, Q チャンネルにおける白色ガウス雑音成分、 $\theta_0$  は初期位相誤差を示している。また、 $\text{LPF}[\cdot]$  は周波数の低域成分だけを抽出する関数、 $\phi$  は受信機の  $\pi/2$  移相器の位相誤差、 $g_i$  と  $g_q$  は検波器出力の I と Q チャンネルの信号振幅を示している。式(6.13)における最右辺の二つの行列のうち、右側は I/Q 直交性誤差、左側はゲインアンバランスに関する項を示している。本節でも QPSK 等の位相変調を前提としているため、式(6.13)の最右辺のベク

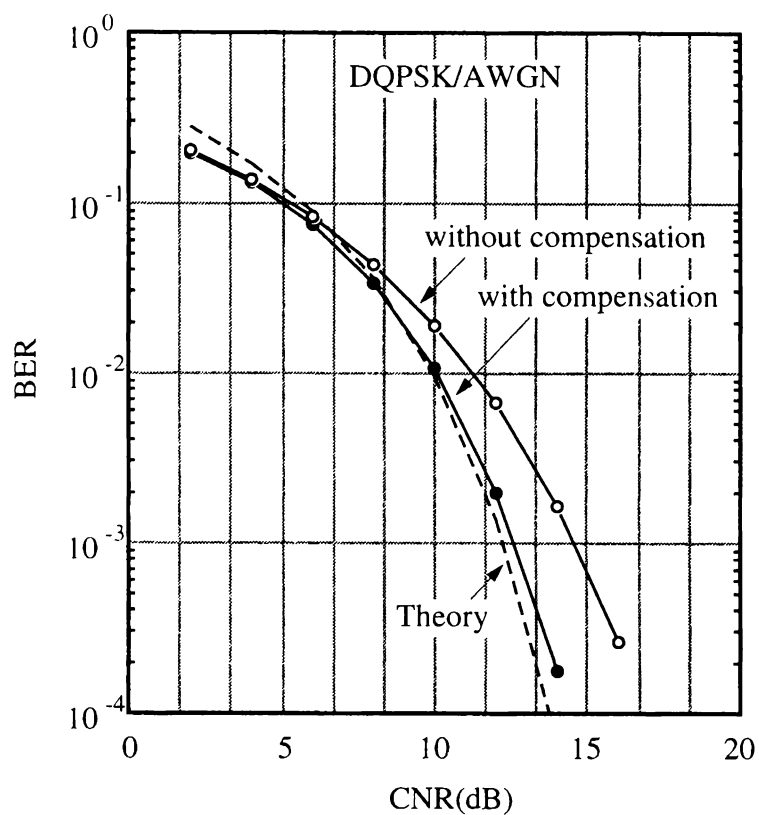


図 6.6 CMA-orth/gain 補償器の BER 特性

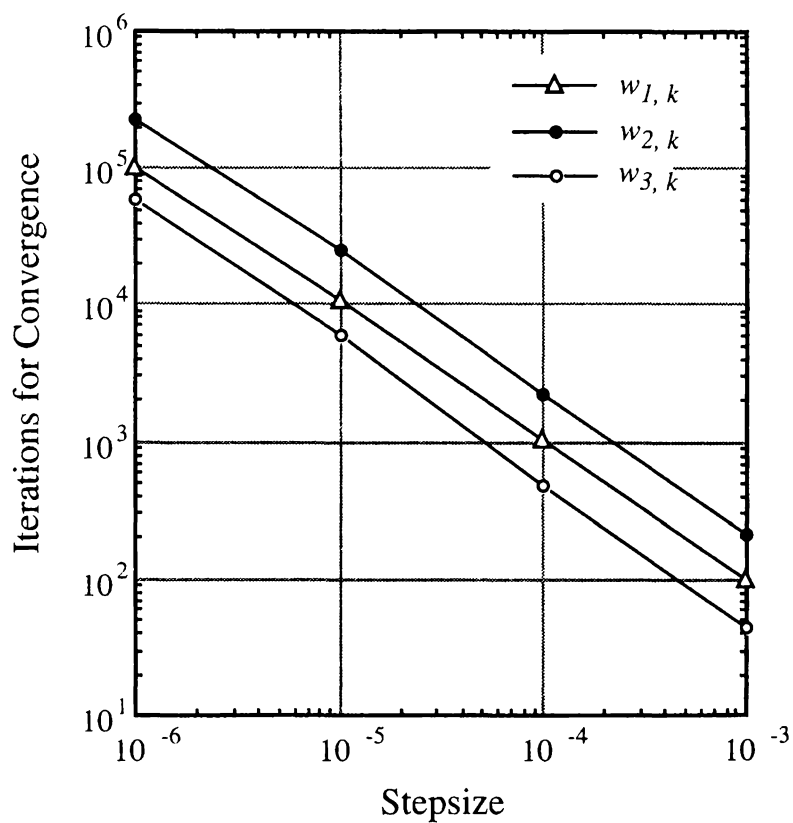


図 6.7 CMA-orth/gain 補償器の特性

トル表示された受信信号成分の振幅は一定で、かつ I, Q チャネルはお互いに直交している。ところが、式(6.13)の二つの行列の影響、すなわちゲインアンバランスや直交性の崩れによりベースバンド信号は、各々 I/Q 平面上で楕円や、ひしゃげた楕円のようになる。すなわち、準同期検波器の直交性が崩れ、信号伝送特性を劣化させる原因となる。

そこで、式(6.13)における二つの行列が推定できれば、その逆行列を受信信号ベクトルに掛け合わせることで劣化を補償できる。この場合、式(6.13)の二つの行列の積の行列の形から逆行列の形がわかる。そこで、逆行列演算を避けるためその逆行列自体を推定する。具体的には以下のような構成で補償が可能となる。

$$\begin{pmatrix} y_{i,k} \\ y_{q,k} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} w_{1,k} & 0 \\ w_{2,k} & w_{3,k} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} r_{i,k} \\ r_{q,k} \end{pmatrix} \quad (6.14)$$

前節までは、受信信号および変換行列の要素はすべて複素数、あるいは単なるスカラー量によって表現してきたが、式(6.14)では実数によるベクトル表現されており、変換行列は非対称な行列により表現されている。一般に、 $r$  を振幅、 $\theta$  を位相量とすると、複素数  $\text{rexp}(j\theta)$  による I/Q 信号の複素平面内での変換は、位相回転と振幅の増減のみである。ところが、式(6.14)で表された非対称な変換は特別な場合を除いて、位相回転や単なる振幅の増減とはみなせない。すなわち、本節では等化器等で用いる複素表現による数学的形式では解決できない問題を取り扱っていることが分かる。

そこで、式(6.14)における  $w_{1,k}, w_{2,k}, w_{3,k}$  の推定に CMA アルゴリズムを適用する。CMA アルゴリズムは包絡線レベルの一定性をコスト関数とするため、ゲインアンバランスや I/Q 直交性誤差による包絡線の乱れの両方を補償することが可能である。CMA アルゴリズムのコスト関数を以下に示す。

$$J_k = E[\|e_k\|^2] = E[\|\sigma^2 - Y_k^T Y_k\|^2] \quad (6.15)$$

ただし、 $Y_k$  は  $y_{i,k}$  と  $y_{q,k}$  を要素とする 2 次元実数ベクトルを示しており、 $|\cdot|$  は実数ベクトルの 2 乗ノルム、添字  $T$  はベクトルの転置を示している。その時の係数更新アルゴリズムを以下に示す。

$$\begin{aligned} w_{1,k} &= w_{1,k-1} + \mu y_{i,k} r_{i,k} e_k \\ w_{2,k} &= w_{2,k-1} + \mu y_{q,k} r_{i,k} e_k \\ w_{3,k} &= w_{3,k-1} + \mu y_{q,k} r_{q,k} e_k \end{aligned} \quad (6.16)$$

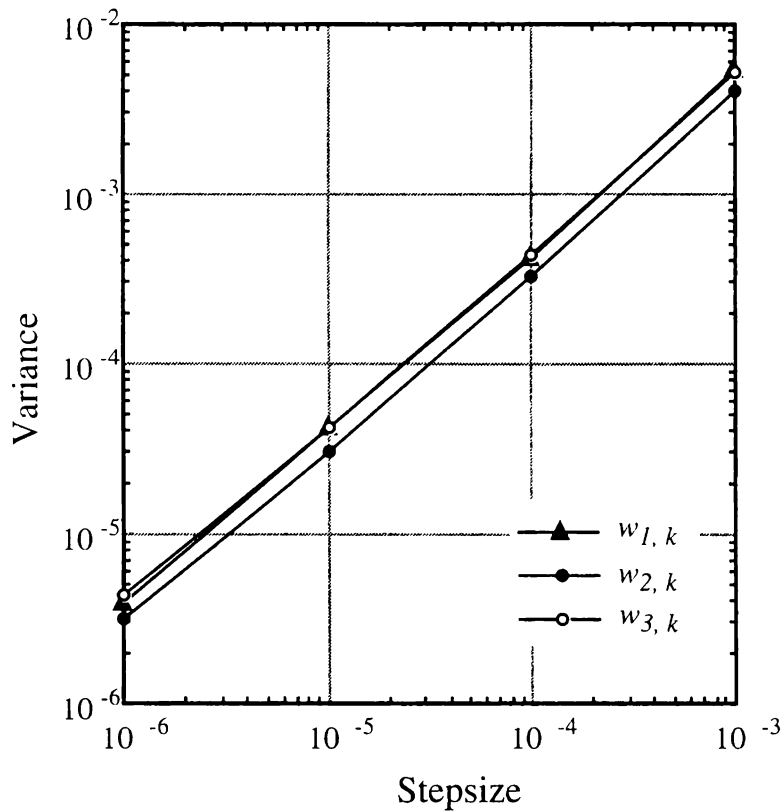


図 6.8 CMA-orth/gain 補償器の推定誤差特性

式 (6.16) における  $\mu$  はステップサイズパラメータである。

### 6.3.2 シミュレーション実験

提案した補償回路の特性を計算機シミュレーションにより評価する。伝送路としては AWGN を適用する。CMA アルゴリズムは基本的に検波器とは完全に独立に動作するため、任意の検波器が適用可能である。そこで、本シミュレーションでは一構成法として遅延検波を取り上げた。また、変調方式としては差動符号化 QPSK(DQPSK) を適用した。

#### BER 特性

ゲインアンバランス  $g_q/g_i$  は 0.8、直交性誤差  $\phi$  が  $\pi/12$  が存在する場合の BER 特性を図 6.6 に示す。準同期検波器出力にキャリアと局部発信器間に角周波数オフセット  $\Delta\omega T_0$

表 6.1 変復調装置の主要諸元

項目	諸元
変調方式	QPSK
復調方式	絶対同期検波（等化器付）
ダイバーシチ受信	2 ブランチ選択合成
無線伝送速度	6.144Mbit/s
多重数	3 チャンネル
ユーザ情報速度	1.536Mbit/s

が $\pi/36$ ある条件でシミュレーションを行った。この条件において、遅延検波の周波数オフセットによる等価CNR劣化量はBERが $10^{-3}$ 点において約0.5dBであり、ほとんど特性に影響を与えない。従って、特性劣化はIチャンネルとQチャンネルの直交性誤差とゲインアンバランスによるものである。補償されない場合にはBERが $10^{-3}$ 点で理論値2.5dB程度劣化するのに対し、補償アルゴリズムを適用することで理論値から0.4dBにまで漸近する優れた特性を示す。

### 収束特性

図6.7にステップサイズパラメータに対する収束特性として、収束値までの所要シンボル数を示す。ステップサイズパラメータと反比例して収束が遅くなることが分かる。同図より、縦軸と横軸が各々対数表現されていることを勘案すると、CMAアルゴリズムの収束が指数関数的な特性を示すことがわかる。図6.8にステップサイズを変えた場合の各係数の分散を示す。同図からステップサイズを小さくするほど、推定誤差が小さくなるため、分散が小さくなることがわかる。ちなみに、指数関数的な収束特性を示すアルゴリズムにおいて、ステップサイズは時定数に相当する。従って、ゲイン変動や直交性の変動の時定数に合わせてステップサイズを決定することが望ましい。

## 6.4 バースト変復調技術

### 6.4.1 変復調装置構成

本節ではTDMA移動通信に適用できる線型復調器、すなわち受信機入力からA/D変換器まで信号に非線形歪み与をえないTDMA復調器の構成について述べる。従来、移動通信では電力効率の点で優れたリミタ増幅器という非線形増幅器を用いていたが、適応等化器を適用する場合には等化器入力段以前の非線形処理は等化器の特性を劣化させる。従って、等化器を搭載するには受信機は線形処理のみで実現させる必要がある。さらに、遅延スプレッドの大きな伝送路でも有効に動作するフレーム同期、シンボル同期回路の構成法についても述べる。当然、移動通信への適用を前提とするため、消費電力や回路規模は少ない方が望ましい。従って、できる限り簡素な構成で高品質な信号伝送特性を有するTDMA変復調器の設計法の確立は、高速通信の実現にとって必要不可欠の技術的課題である。

そこで、(1)装置構成の簡易さ、(2)レイリーフェージングに擾乱を受けにくいことを指針として装置設計を行う。バースト変復調装置の主要諸元を表6.1に示す。また、バースト伝送に用いたフレーム構成を図6.9に示す。プリアンプルは主にタイミング再生および、AGCの同期引込みのために用いており、バースト信号に対応できるよう比較的多数のビットを割り当てている。1バースト当たり2080bitsを情報ビットに割り当てているのは、多くの同期ビットが必要であってもスロットの利用効率を高く維持するためである。

#### (1) 変調器

簡易な形でバースト信号の立上りと立下り処理を行うため、バーストの最初と最後に送信信号の時間遷移過程で振幅が零を通過する固定パターンを挿入し、その包絡線の遷移を利用して立上がりと立下りの時間波形とした。さらに、送信電力のオンオフ比を高めるため変調器の出力にピンアッテネータを備え、バーストの立上りと立下りに同期させてスイッチを切り替えた。

#### (2) 復調器

復調器はバースト信号に対応するため、すべての受信信号のうち受信すべきバーストだけを用いて、BTR、AGC増幅器、等化器を動作させ、他のバースト信号の受信時は各回路動作を停止させ、停止する直前の状態を保持（サンプラーホールド）させた。ただし、最初にフレーム同期回路が受信バーストを検出するまでの間は連続動作を行う。

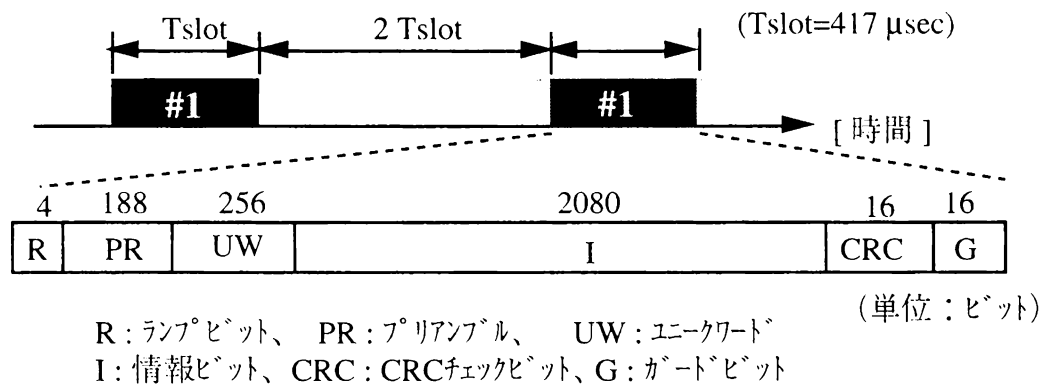


図 6.9 フレームフォーマット

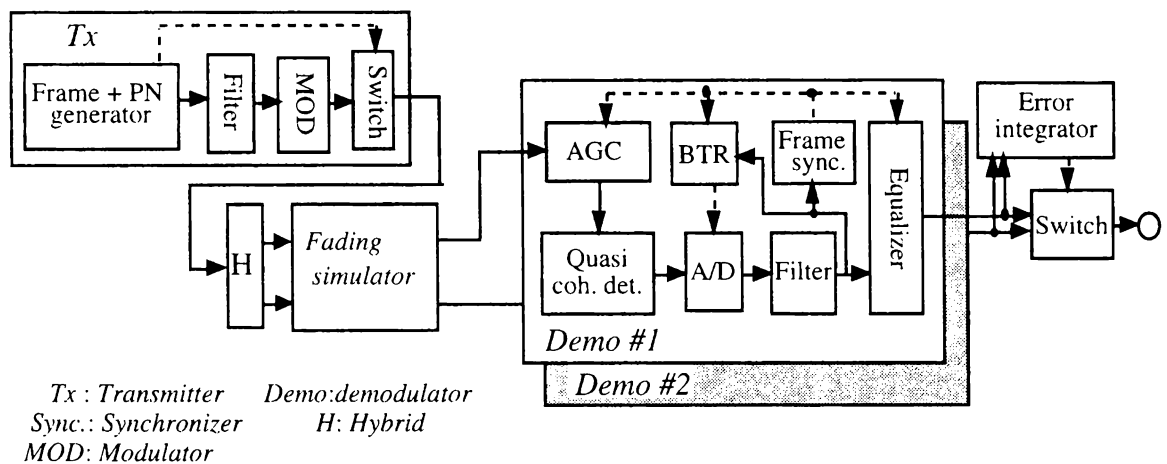


図 6.10 高速変復調装置の実験系

## 同期系

AGC増幅器は復調後の信号振幅と所望信号振幅との誤差をループフィルタを通して、AGC制御端子にフィードバックする構成を適用する。高速な初期同期特性を得るために、ループフィルタ出力のD/A変換器以外はすべてデジタル信号処理により実現した。BTRは復調後の信号を全波整流し、そこに含まれるクロック成分をタンクフィルタにより抽出し、その出力信号と再生クロックの位相を比較し、その誤差が最小になるようアナログPLL<sup>[113]</sup>によって再生クロックの位相を制御する構成を用いた。その時、AGC増幅器およびBTRの制御信号のSNRを高めるため、受信ロールオフフィルタ出力信号を制御に適用した。フレーム同期回路は受信信号を遅延検波した後の信号からバイナリ相関演算により検出する構成とした。

## 等化器

適応等化器の構成としては、移動通信路で優れた特性を有し、DSPを用いて実現する場合に簡易化の図り易い判定帰還型等化器(DFE)を用いた。また、タップ係数推定法をトレーニング区間ではRLSアルゴリズム、データ区間ではLMSアルゴリズムに切り換えるアルゴリズム切替え型の構成を採用した<sup>[112]</sup>。

## ダイバーシチ受信

ダイバーシチ受信は合成型に比較して特性は劣るものの、等化器に負担を与えることなく簡易に実現できる選択合成型を採用した。その尤度情報としては等化器出力信号とその判定値との誤差電力を1バースト分積分したものを扱い、ブランチ選択はこの情報を基に、バースト単位でブランチ選択を行う構成を採用している。

### 6.4.2 実験

#### 実験系の構成

図6.10に実験系の構成を示す。変復調装置のIF周波数は90MHzであり、実験はIF周波数帯で動作するフェージングシミュレータを介して変復調装置を接続して行った。変調方式としてQPSKを用い、その無線伝送速度は6.144Mbit/sである。伝送路は遅延量 $\tau$ の2波レイリーフェージングとし、最大ドップラー周波数は50Hzとした。DFEはフィードフォワードフィルタ(FFF)に4タップ、フィードバックフィルタ(FBF)に1タップを備え



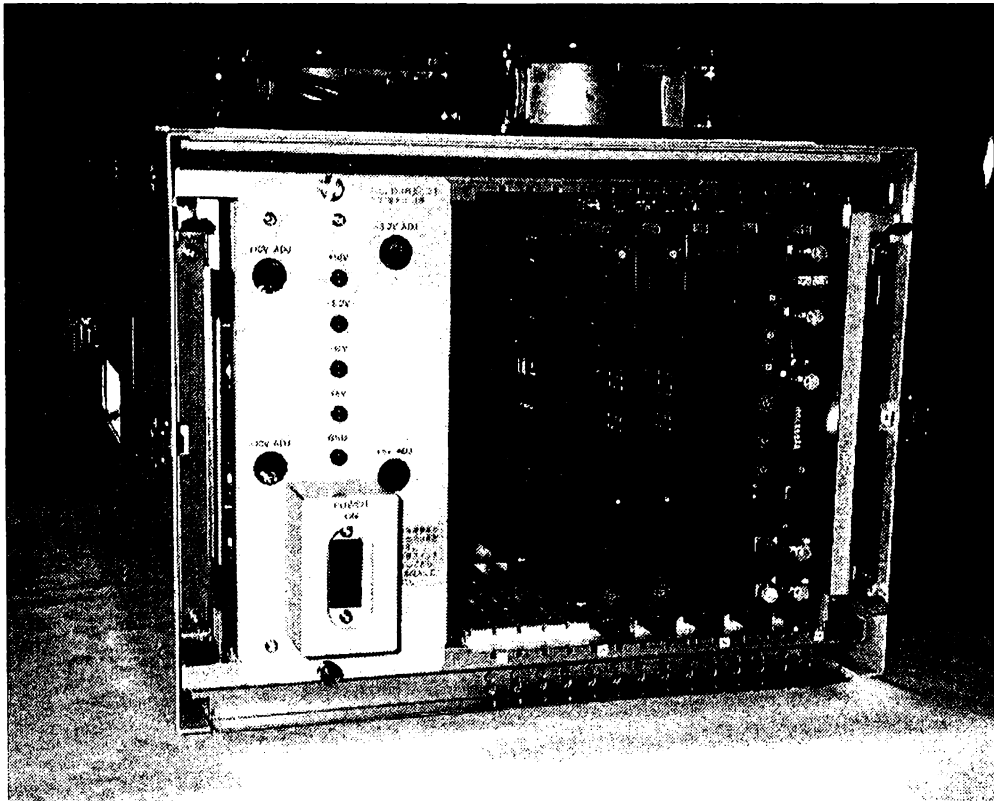
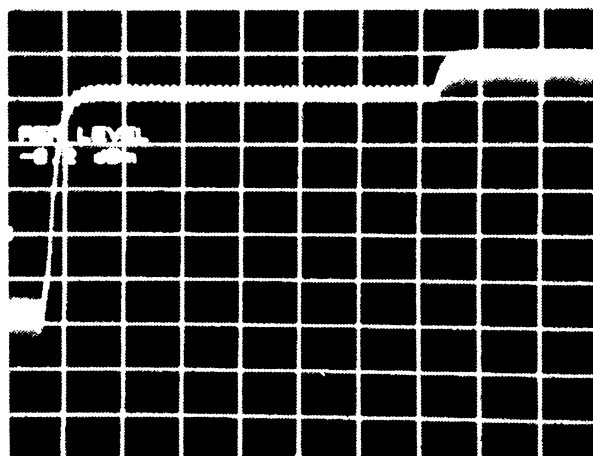
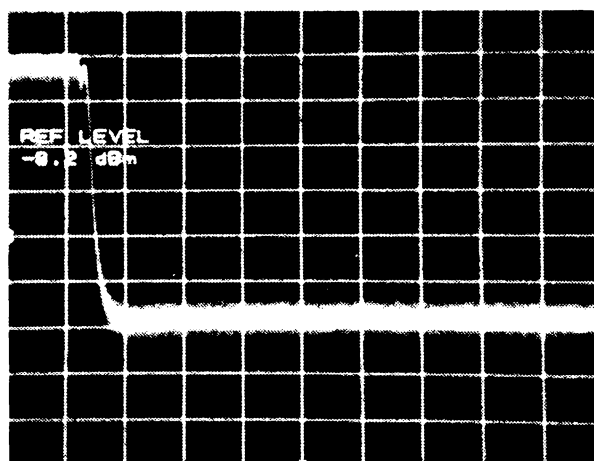


図 6.11 復調装置の外観



H: 5  $\mu$ sec/div V: 10dB/div

(a) バースト立上り特性



H: 5  $\mu$ sec/div V: 10dB/div

(b) バースト立下り特性

図 6.12 バースト変調器出力信号

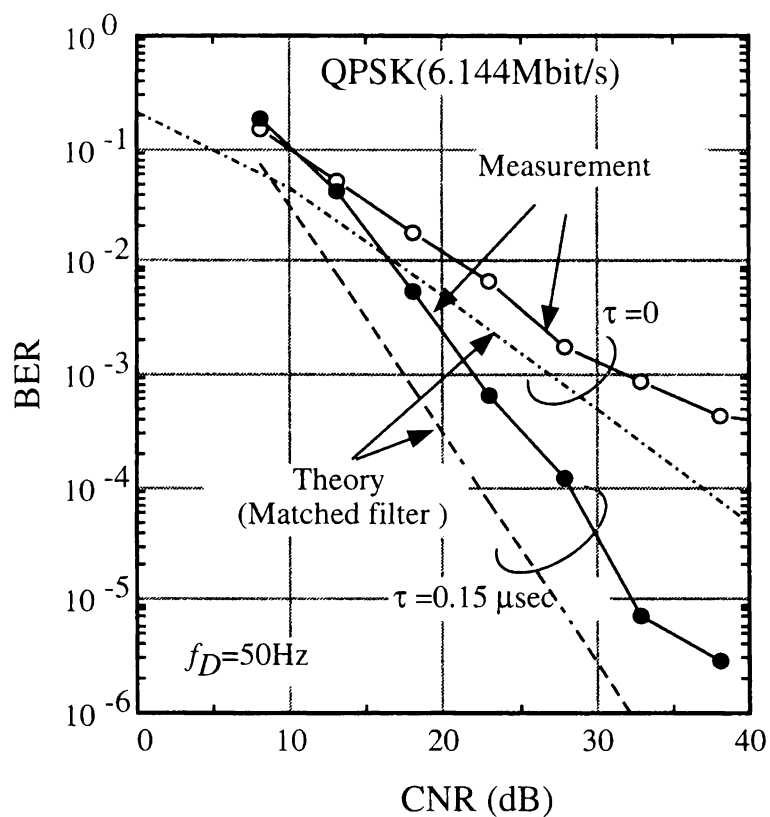


図 6.13 BER 特性(シングルブランチ受信)

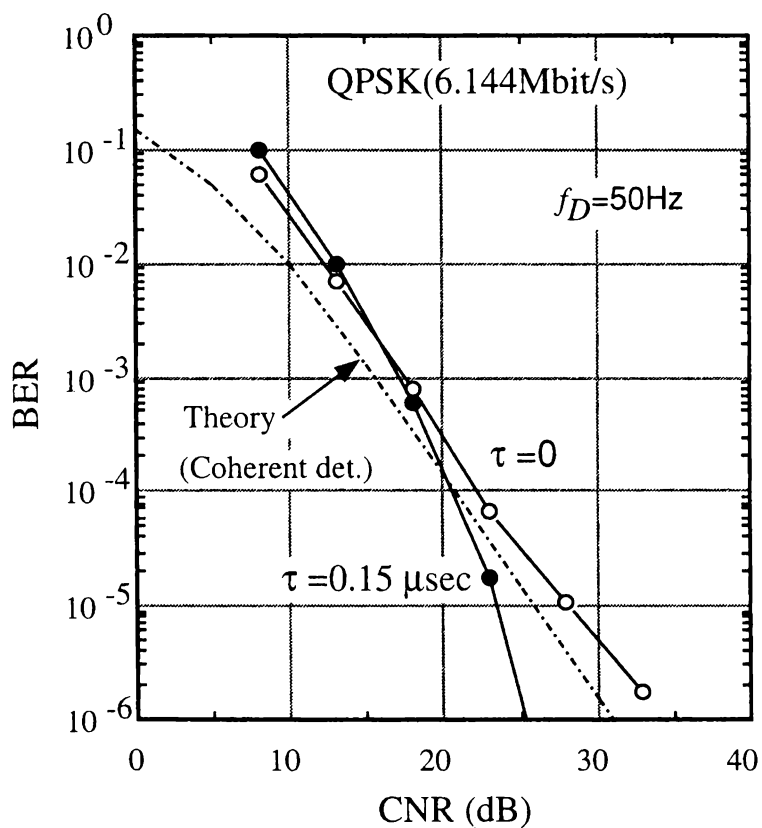


図 6.14 BER 特性(選択合成ダイバーシチ受信)

た構成を採用した。またRLSアルゴリズムの忘却係数は0.99、LMSアルゴリズムのステップサイズは0.002とした。その場合の、等化器の初期引き込み(トレーニング)にはユニークワードの最後16シンボルを利用した。実際のハードウェア実験では、25MIPSの浮動小数点DSPを16個を用いてDFEを実現することで、1.5Mbit/sの情報信号を実時間処理できる構成となっている。復調装置の外観を図6.11に示す。

### バースト立下り、立下り特性

図6.12に変調器出力におけるバーストの(a)立下りと(b)立下りの特性を示す。縦軸は電力であり横軸は時間である。同図よりバーストの電力のオンオフ比は50dB以上とれており、横軸が5  $\mu\text{sec} / \text{div}$  であることから約3シンボルで立上がり、立下りが完了していることがわかる。バーストの先頭においてプリアンプル(PR)とユニークワード(UW)の切り替え時に信号レベルが変化している。これはPRとして"0011"というビットパターンを繰り返し利用しているため、ランダムパターン送信時より平均電力が小さいためである。

### BER 特性

図6.13にシングルブランチ受信時のDFEの特性を示す。理論値としてレイリーフェージング伝送路における同期検波と、2波独立レイリーフェージング伝送路におけるマッチトフィルタ受信の特性を示している。遅延スプレッドは2波モデルで1シンボル遅延波が存在する場合に相当する150nsecである。遅延波のあり無しに関わりなく理論値から約3 dBの劣化が見られる。これはバースト動作させたAGC増幅器の引き込みの不完全性によるものと考えられる。その場合にも等化器のインプリシットダイバーシチ効果によりBERが $10^{-3}$ 点で、約10dBの利得が得られることが分かる。図6.14にダイバーシチ受信時の特性を示す。理論値はレイリーフェージング伝送路において同期検波に選択合成ダイバーシチ受信を組み合わせた場合の特性を示す。遅延波なしの場合には理論値に2 dB以下まで漸近する優れた特性が確認できる。一方、2波レイリーフェージング伝送路においてCNRが低い場合にはレイリーフェージング時からの利得はないものの、CNRが高い場合には、等化器により顕著な特性改善効果が得られることがわかる。また、遅延波のありなしに関わらずBERのフロアを $10^{-6}$ 以下に抑圧できていることも同時に確認できる。

## 6.5 結言

適応等化器を備えた高速無線伝送装置を実現するために必要となる諸技術の効率的実現方法を提案し、その特性を実験的に検証した。この章で述べた提案手法を以下に列挙する。

### (1) MRC-MLSE 等化器

最大比合成を実現する適応型 MLSE 等化器とダイバーシチ受信の融合法

### (2) モード切替え型 DFE

合成型 DFE において従来より演算量を低減しつつ高速同期を確立する手法

### (3) I/Q 直交性誤差 / ゲインアンバランス同時補償

CMA を用いた I/Q の直交性誤差とゲインアンバランスを同時に補償する手法

### (4) TDMA 用 BTR と AGC 回路

高速 TDMA 移動通信に適用可能な、サンプルホールドを基本とする高安定にサンプリングタイミングの抽出と、フェージングによる電界強度変動を補償補償する方法 BTR と AGC 回路以外はいずれもデジタル信号処理を前提としており、今後の LSI 技術の進歩により簡易な形で実現できる可能性が高いと思われる。特に、提案した等化器とダイバーシチの融合法は高品質な特性を比較的簡素な構成で実現できるため、今後の移動通信における高速通信に大きく貢献するものと考えられる。BTR や AGC 回路は比較的スポットを浴びにくく、あまり検討されてこなかった技術であるが、装置実現上不可避のものである。この論文ではその実現性に言及したにすぎず、漸くこの技術の第一歩を踏み出したものとする。今後は、本研究の成果を礎としてデジタル信号処理により、より高度かつ高品質な技術の研究がより重要になると考えられる。

## 第7章 伝搬路モデル上での等化器 / ダイバーシチ受信の適用効果

### 7.1. はじめに

これまで高速同期が可能な適応復調器や適応等化器、および等化器を含む無線伝送装置の実現法について述べてきたが、実際のシステムでどの程度の特性を発揮するのかを検証することは、すべての研究者や装置開発者にとって重要な課題である。なぜなら、実際の伝搬路モデルや現実のシステム条件を鑑みて開発技術の有効性を示して初めて、現実システムにおける開発技術の有用性が明らかになるからである。実際、GSMシステム<sup>[31]</sup>では実伝搬路での測定結果に基づき幾つかの伝搬路モデルが提案され、この条件とGSMのインタフェース条件<sup>[116,117]</sup>を考慮して装置構成についての検討がなされた。特に、GSMでは伝送速度が約270kbit/sと高速であるため、伝送品質に大きな影響を与える遅延スプレッドをパラメータとして詳細な検討が進められた。ただ、これらのほとんどは遅延スプレッドのパスモデルだけであり、伝搬損失や、遅延スプレッドの距離特性までも含めたものは見あたらない。

本章では実際に評価を行う場合のシステム例として、移動通信としては比較的高速な信号伝送を行っているPHS<sup>[33]</sup>を取り上げ、適応等化器あるいはダイバーシチ受信の適用効果を述べる。マイクロセルラシステムを適用しているPHSではトラヒックの小さなエリアにおいては、基地局設置コスト低減のためできる限りセルを拡大することが望ましい。そこで、伝搬損失や、遅延スプレッドの距離特性の測定値を基にして、適応等化器やダイバーシチ受信によるセル拡大効果に焦点をあてる。ただし、PHSという商用システムに適用するには(1)PHSのエアインタフェースを変更させない、(2)CS (Cell Station)<sup>[注7.1]</sup>のみで処理を行う、(3)CSの装置を複雑にしすぎない、という要求条件を満たす必要がある。そこで、適応等化器としては、DSPにより簡易に実現できるトランスバーサル合成型DFE<sup>[105]</sup>、ダイバーシチ受信としては最大比合成(MRC)<sup>[5,8]</sup>法を取り上げ、その適用効果を明らかにする。同時にその実現性向上法についても述べる。この補償技術を用いることによるセル拡大効果を、マイクロセル伝搬環境下における経験的な伝搬推定式を基に評価する。7.2節では、PHSのシステム構成について簡単に述べ、7.3節において

---

注7.1 : PHSにおける基地局をCS(Cell Station)と呼ぶ。

最大比合成ダイバーシチ受信、トランスバーサル合成型 DFE の簡易な実現法について述べる。さらに、これらの技術を PHS に適用した場合の特性について詳細に述べる。7.4 節では、7.3 節での実験データと経験的伝搬推定式を基にしたセル拡大効果の定量的な評価結果について述べる。

## 7.2 PHS の信号伝送条件

PHS の狙いの一つに PS (Personal Station)<sup>[注 7.2]</sup> の極限までの小型化と低消費電力化がある。このためにも、セル半径を小さくして PS の送信電力を小さくし、バッテリーの継続使用時間を長くできるマイクロセルシステムが PHS に適用されている。つまり、PHS の特長を維持するためには PS の送信電力を大きくできない。従って、上り回線の品質の確保を考慮すると、現状の装置構成ではセル半径を拡大することは困難である。一方、PHS では遠方における反射によって生じる遅延量の大きな波を抑圧するためにチルトアンテナが適用されてきた。しかしながら、チルトアンテナを適用してもマイクロセル環境下では 250nsec 程度までの遅延スプレッドが存在し<sup>[121-123]</sup>、所要 CNR を増大させる原因となっていた。遅延スプレッドが 250nsec ある伝送路における、標準的な基地局の復調装置構成である、遅延検波を備えた選択合成ダイバーシチ受信の伝送特性を室内実験により評価した結果を図 7.1 に示す。伝搬路モデルはドップラー周波数 10Hz の 2 波独立のレイリーフェージングであり、先行波と遅延波は等レベルとした。理論値は遅延スプレッドが無い場合の遅延検波を備えた選択合成ダイバーシチ受信の特性である。また、同図では遅延分散に加えて約 10% のクロックジッタによる劣化も含まれている。同図より 250nsec の遅延スプレッドがある伝送路では、BER が  $10^{-3}$  点で約 5 dB の特性劣化がある。従って、この遅延スプレッド等に起因した劣化を CS において補償することで、PS の送信電力を大きくすることなく、セルを拡大でき、システムの経済性向上を図れる可能性がある。PS に対して CS では比較的、消費電力に余裕があり、送信電力を大きくできるため、セル半径を拡大しても下り回線の品質を確保できる。従って、CS に有効な遅延スプレッド補償技術を導入することで、上下回線のバランスを維持したままセルを拡大できる見込みがある。以下では、この遅延スプレッドによる BER 特性の劣化を補償する技術と、その時のセル拡大効果について述べる。

## 7.3 遅延スプレッド補償技術の PHS への適用とその効果

遅延スプレッド補償法として、従来は選択合成ダイバーシチ受信を適用してきた。さらに補償能力を高めるには、各ダイバーシチブランチに存在する遅延波を逆位相で合成

---

注 7.2 : PHS における端末を PS(Personal Station) と呼ぶ。

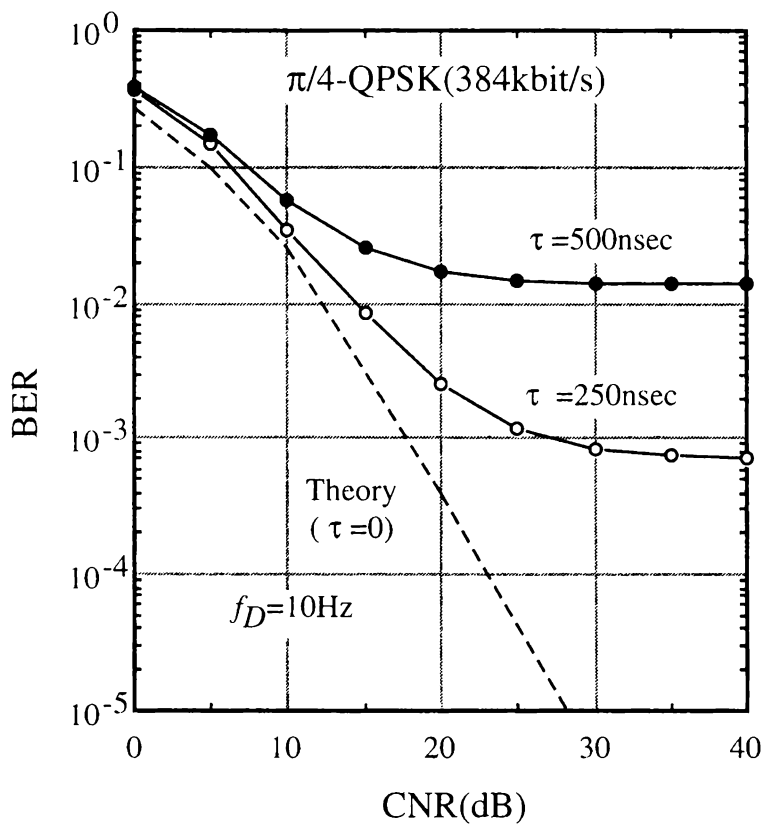


図 7.1 選択合成ダイバーシチ受信 / 遅延検波の BER 特性

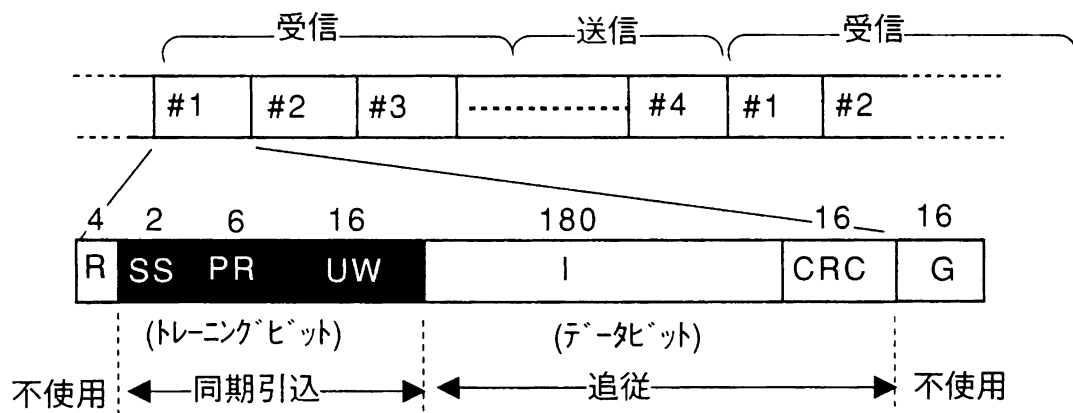


図 7.2 PHS のフレームフォーマット(通話チャネル)



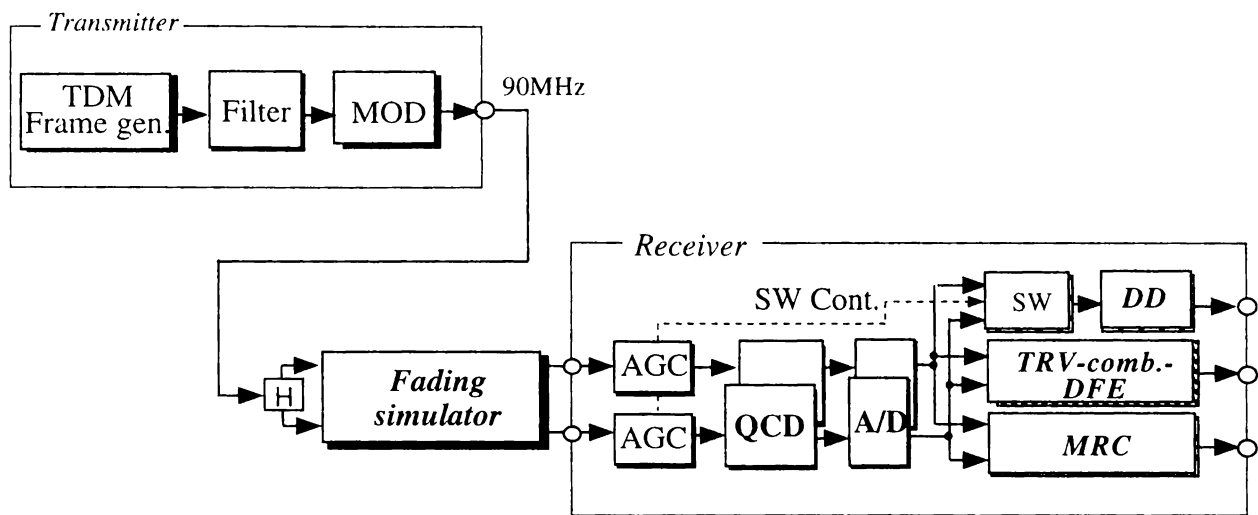
し、遅延歪を軽減する MMSE (Minimum Mean Square Error) 基準に基づく最大比合成法が考えられる<sup>[104]</sup>。より強力な遅延スプレッド補償としては適応等化器がある<sup>[7,65]</sup>。最大比合成法は比較的簡易な構成で実現できるのに対し、適応等化器はどのような構成で実現しようとも多少構成が複雑になり、消費電力の面で最大比合成法に劣る。そこで、実現性と特性の両方の観点から、これらの技術の適用領域を明らかにする必要がある。ただし、その実現法は現在比較的安価で、低消費電力化が著しい DSP を用いることを想定した。その場合に適応等化器の構成としては、DFE とダイバーシチ受信を結合したトランスバーサル合成型 DFE<sup>[105]</sup> を用いた。

### 7.3.1 最大比合成ダイバーシチ受信

最大比合成の実現法として様々な工夫がなされているが、本章では最も原理に忠実に各ダイバーシチブランチからの入力信号に複素重み付けを行い合成する構成を採用した。一方、PHS では図 7.2 に示すフレームフォーマットを適用したバースト伝送を前提としている<sup>[33]</sup>。(ただし、同図は通話チャネルの構成である。) 1 章でも述べたようにバースト伝送システムでは、複素重み係数も各バーストの先頭で高速かつ正確に推定する必要がある。情報信号の復調系とユニークワード検出等の同期系を別系統にし、復調系に備えられた等化器へ受信バーストの全てを入力する構成にすれば、ユニークワードを複素重み係数推定のためのトレーニング信号とすることができる。そこで、スタートシンボル (SS)+プリアンプル (PR)+ユニークワード (UW) の合計 12 シンボルをトレーニング信号として適用する。12 シンボルという比較的短い期間に高速収束を達成するため、この複素重み係数推定として MMSE 基準に基づく適応アルゴリズムである RLS アルゴリズム<sup>[1]</sup>を適用することとした。トレーニング信号を RLS アルゴリズムの所望信号とするため、各複素重み係数は各ブランチにおける絶対同期検波のための再生キャリアの役割もしている。

### 7.3.2 トランスバーサル合成型 DFE

7.3.1 節の複素重み係数推定と同様の理由により、トランスバーサル合成型 DFE においても、タップ係数推定アルゴリズムに RLS アルゴリズムを適用した。また、サンプリング位相による問題を回避するため分数間隔型の構成を採用した。PHS では伝送路の遅延スプレッドが 200nsec から 300nsec と 1 シンボル間隔 5 $\mu$ sec に比較して小さいことから、等化器のフィードバックフィルタ (FBF) のタップ数は 1 とした。またフィードフォワードフィルタ (FFF) のタップ数は、FBF タップ数に 1 シンボル分のタップ数を加えた長さに相当する 4 タップとした。すなわち、等化器のタップ数は 9 (4FFF $\times$  2 + 1FBF) となる。



TRV-comb.-DFE : Transversal combining DFE  
 Frame gen.: Frame Generator  
 H : Hybrid

QCD : Quasi-coherent detector  
 MOD : Modulator  
 DD : Differential Detector

図 7.3 実験系の構成

表 7.1 実験系の諸元

変調方式 多重数	$\pi/4$ - QPSK (384kbit/s) 4 多重 (32kbit/s /ユーザ)
伝送路	2 波独立レイリーフェージング (D/U=0dB) ( $f_D=10\text{Hz}$ 、遅延スプレッド: $\tau$ )
AGC ダイバーシチ受信 IF周波数 トランスバーサル 合成型DFE	フィードフォワード型 (時定数: $300\mu\text{sec}$ ) 2 ブランチ 90MHz FF: 8タップ( $4 \times 2$ ), FB: 1タップ 1/2分数間隔サンプル

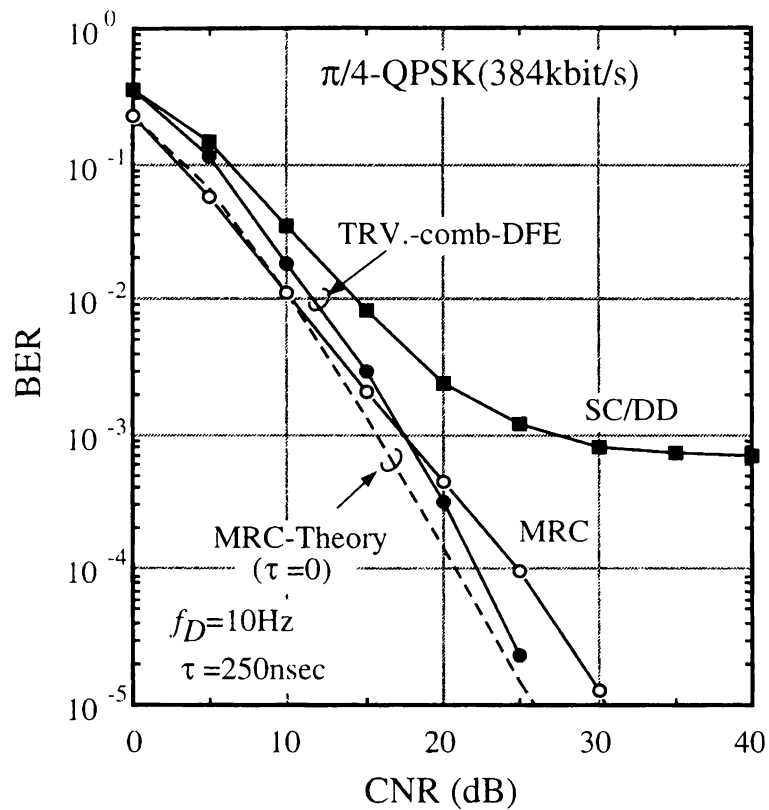
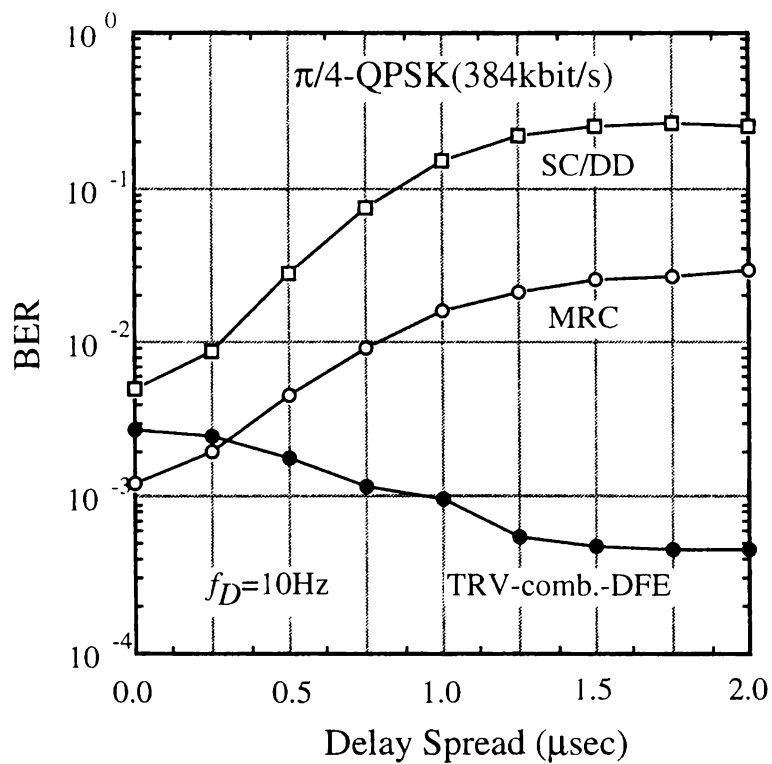


図 7.4 BER 特性



SC/DD : Selection combining diversity reception  
/Differential Detector

TRV-comb.-DFE : Transversal combining DFE

図 7.5 遅延スプレッドに対する BER 特性

しかし、RLS アルゴリズムではタップ数の 2 乗に比例して演算量が増大するため、DSP1 チップで実時間処理することは困難である。そこで、トレーニング区間は RLS アルゴリズム<sup>[1]</sup>、データ区間は LMS アルゴリズム<sup>[63]</sup>に切り換える構成(アルゴリズム切替え型)を採用し<sup>[112]</sup>、演算量の低減を図った。

## 7.4 実験による特性評価

### 7.4.1 信号伝送実験

遅延スプレッド抑圧効果検証のための実験系を図 7.3 に示す。比較のため、PHS で多く採用されている遅延検波を備えた選択合成ダイバーシチ受信も実験系に組み込んだ。切替制御情報としては IF 段の AGC 増幅器の制御信号を A/D 変換した後、1 バースト分積分したものを適用した。ブランチ切り替えはこの切替制御情報を基に、A/D 変換された各ブランチの受信信号をバーストごとに切り替える構成を採用している。4 チャンネル多重の TDMA-TDD において、上り 1 チャンネルのみを復調する場合を想定して、図 7.2 に示したフレームフォーマットのバーストを 5 msec 間隔で送信する構成をとった。送信された信号は 2 分岐され、各々独立のフェージングを受けた後、2 ブランチダイバーシチ受信構成の復調器に入力される。各ブランチへの入力信号は AGC 増幅器を経た後、準同期検波器でベースバンド帯に変換され、デジタル信号に変換された後、最大比合成回路、トランスバーサル合成型 DFE、あるいはブランチ選択回路を経て遅延検波器に入力される。また、実験の諸元を表 7.1 に示す。本実験ではクロックはカンニングとし、その位相は先行波に同期させた。

### BER 特性

図 7.4 に CNR に対する BER 特性を示す。最大ドップラー周波数は 10Hz で、遅延スプレッドは 250nsec である。同図には理論値として遅延スプレッドなしの場合の遅延検波を備えた選択合成ダイバーシチ受信と、最大比合成ダイバーシチ受信の特性を示している。遅延検波を備えた選択合成ダイバーシチ受信の特性は理論値では約  $10^{-4}$  点にある BER のフロアが、変復調装置の劣化に起因して約 1 桁増大している。また、図 7.1 では 2 波等レベルレイリーという先行波が遅延波と平均的に同じレベルをもつ伝送路において、先行波に同期する BTR 回路を備えた変復調装置を利用して実験を行ったのに対して、図 7.4 では同じ変復調装置を用いて完全に先行波に同期させた状態という実質的に図 7.1 と同様の条件で実験を行ったため、遅延検波を備えた選択合成ダイバーシチ受信の特性は両図でほぼ同等のものとなっている。一方、最大比合成ダイバーシチ受信は CNR が低い条件では理論値と一致するものの、CNR が高い条件ではわずかに遅延スプレッドに起因した特

表 7.2 演算量の比較

	RLS	RLS+LMS
TRV-comb.DFE	13.9 MIPS	9.4 MIPS
MRC	5.5 MIPS	3.2 MIPS

性劣化が見られる。一方、トランスバーサル合成型 DFE は CNR が低い条件では、MRC に比較してタップ数が多いため、最大比合成ダイバーシチ受信に比較してわずかに劣化している。しかし、等化器は遅延波の存在により特性を改善させるため、CNR が高い条件では最大比合成ダイバーシチ受信よりも良好な特性をもつ。この伝搬条件では BER が  $10^{-3}$  点において、最大比合成ダイバーシチ受信とトランスバーサル合成型 DFE の両方とも、遅延検波器を行う選択合成ダイバーシチ受信の特性から 5 dB の利得がある。

#### $\tau/T$ 特性

図 7.5 に遅延スプレッドに対する BER 特性を示す。同図でも最大ドップラー周波数は 10Hz であり、CNR は 15dB である。最大比合成ダイバーシチ受信は遅延検波に比較して遅延スプレッドに関わりなく常に BER で 1 桁以上優れた特性を有するものの、遅延スプレッドの増加とともに遅延検波と良く似た傾向で特性が劣化する。これに対して、トランスバーサル合成型 DFE は遅延スプレッドが大きくなるにつれ特性が向上しているのがわかる。これは遅延波と先行波がお互いに独立に変動するレイリーフェージング伝送路で等化器がもつインプリシットダイバーシチ効果であり、1.5 $\mu$ sec の遅延スプレッドの存在下では 1 桁以上の特性改善効果が確認できる。また、遅延スプレッド 250nsec を境として最大比合成ダイバーシチ受信とトランスバーサル合成型 DFE の特性が逆転する。

#### 7.4.2 処理量の比較

選択合成ダイバーシチ受信は IF 段において検出される RSSI (Received Signal Strength Indicator) 信号を指標としてブランチ選択を行うものが一般的である。本章でも IF 段の AGC 増幅器の制御信号というアナログ信号を基に切替制御情報を得ている。一方、最大比合成ダイバーシチ受信、トランスバーサル合成型 DFE は DSP 処理だけで、ダイバーシ

チ合成および検波操作を行っている。すなわち、調整が必要なアナログ信号処理部を必要とする選択合成ダイバーシチ受信に比較して、デジタル信号処理のみで構成できる最大比合成ダイバーシチ受信、トランスバーサル合成型 DFE は LSI 化によって小型化が可能であり、より小さな装置構成で実現できる。次に、この最大比合成ダイバーシチ受信とトランスバーサル合成型 DFE を基地局装置に用いた場合に問題となる消費電力の指標として、各処理の演算量を MIPS 換算して評価したものを表 7.2 に示す。この表は 32 ビットの浮動小数点演算の DSP を用いて実装した時の実験値に基づいている。現状でも 20MIPS 以上の処理能力のある DSP 市販品が安価に市販されており、アルゴリズムの切換え法を用いればいずれの技術も容易に DSP 1 チップで実現できることがわかる。ただ、トランスバーサル合成型 DFE に比較して最大比合成ダイバーシチ受信は約 1/3 の演算量しか必要としない。最近の LSI はほとんど CMOS 技術を適用して製造されることを考慮すれば、最大比合成ダイバーシチ受信の方が消費電力的には有利であることがわかる。

#### 7.4.3 セル拡大効果

本来セルサイズを決定する場合には様々な要因を考慮する必要がある。しかし、PHS ではすべてのファクタを考慮した設計が既に行われているため、本章では最大比合成ダイバーシチ受信、トランスバーサル合成型 DFE を導入した場合に関係する送信電力、伝送路の伝搬損失と遅延スプレッドのみを考慮の対象とする。ここで、半径  $r$  のセルを考えた場合、その送信電力を  $P_s$ 、送受信のアンテナ利得を各々  $G_T$  と  $G_R$ 、伝搬損失を  $Loss(r)$ 、遅延スプレッドを  $D(r)$ 、受信機の雑音指数を  $NF_0$ 、所要 BER を  $BER_C$  とすれば次式を満足させる必要がある。

$$P_e \left( D(r), P_s + G_T + G_R - (Loss(r) + NF_0) \right) \leq BER_C \quad (7.1)$$

式 (7.1) において  $P_e$  は遅延スプレッドと CNR が与えられた場合の誤り率関数である。また伝搬損失およびアンテナ利得、雑音指数は dB 単位で表現した。ここで、式 (7.1) をセル半径  $r$  のみの関数とみなして、その逆関数が得られれば、受信機の雑音指数と送信電力を基に一意的にセル半径が算出できる。

マイクロセル環境における伝搬特性については様々な検討がなされており<sup>[116-123]</sup>、場所やアンテナ高によっても多少の変化はあるものの見通し外条件において、セル端付近では伝搬損失  $Loss(r)$  は次式に示すように 4 乗則に従うことが報告されている<sup>[119,120]</sup>。

表7.3 セル半径評価関数の係数

	g	a	b	c	d
DD->DFE	1.029117587	0.0274325	0.1382775	0.2275225	0.09915
DD->MRC	1.020316712	0.02565	0.1166585	0.13465	-0.035875

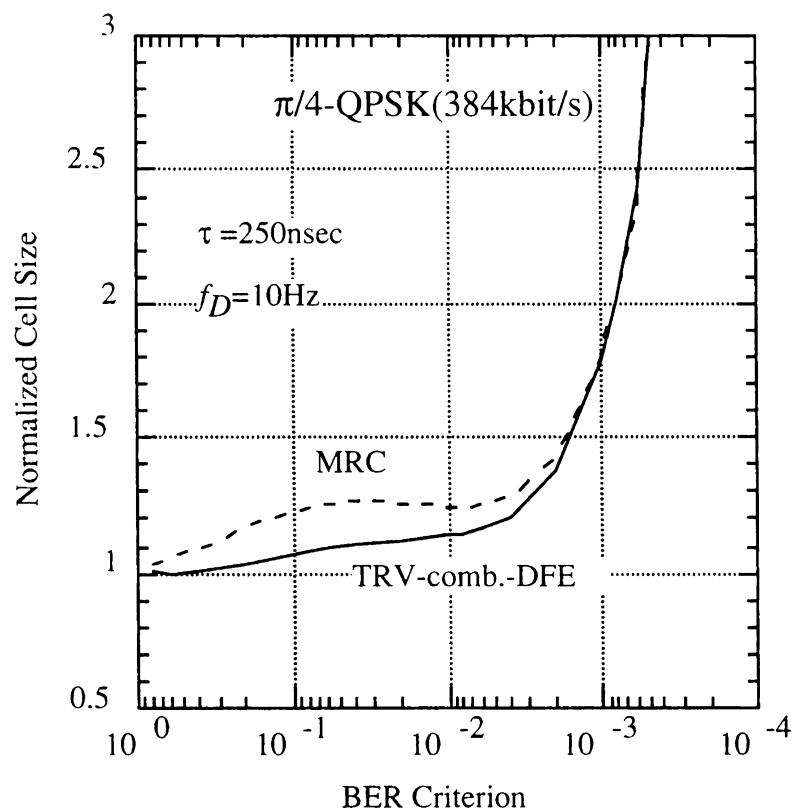


図 7.6 セル拡大効果

$$Loss(r) = 40 \cdot \log(r) + const. \quad (dB) \quad (7.2)$$

式(7.2)において $r$ は基地局からの距離である．一方、遅延スプレッドについても多くの検討がなされてきた<sup>[121-123]</sup>．その中で文献<sup>[122]</sup>に示された推定式を以下に示す．

$$D(r) = -35.3 + 84.7 \log(r) \quad (n \text{ sec}) \quad (7.3)$$

式(7.3)の $r$ の単位はメートルである．式(7.3)より遅延スプレッドがほとんど距離に依存しないことがわかる．例えば半径150mと500mのセルを想定しても、そのセル端における遅延スプレッドは各々150nsecと193nsecであり、43nsecしか変化しない．図7.5よりこの程度の遅延スプレッドの変化では伝送特性はほとんど変化しないことがわかる．この他の検討においてもセル半径が500m以下のマイクロセルラでは、遅延スプレッドは伝搬環境の幾何学的構造に依存しており、伝搬距離とそれほど大きな相関はないと報告されている<sup>[121]</sup>．従って、本章では式(7.1)の誤り率関数における遅延スプレッドの距離依存性を無視することとした．

そこで実際に遅延スプレッド250nsecでの最大比合成ダイバーシチ受信およびトランスバーサル合成型DFEによるセル拡大効果を検証する場合には誤り率関数が必要となる．ところが、整数シンボル遅延以外の伝送路における、DFEのBER特性の理論値は解析関数の形では未だ求められていない<sup>[104,107]</sup>．また最大比合成ダイバーシチ受信や遅延検波を備えた選択合成ダイバーシチ受信の理論値は知られているものの<sup>[80]</sup>、その逆関数を初等関数で表現することは困難である．そこで、図7.4より誤り率関数の逆関数を近似的に求めることとした．近似方法は誤り率の対数とCNRで表わされた誤り率の逆関数曲線を、分散1%以下の精度を保証するために4次多項式でフィッティングした．一方、遅延検波を備えた選択合成ダイバーシチ受信を用いた場合のセル半径を $r_0$ 、所要電力を $P$ とするならば送信時の $CNR_s = P/(kTB NF_0)$ で表され、同様の品質を実現できるセル半径 $r$ は式(7.2)より以下のように表わせる．ただし、 $k$ はボルツマン定数、 $T$ は絶対温度、 $B$ は信号帯域である．

$$\begin{aligned} r &= r_0 10^{\frac{\{Loss - Loss_0\}}{40}} = r_0 10^{\frac{\{(CNR_s - Loss_0) - (CNR_s - Loss)\}}{40}} \\ &= r_0 10^{\{CNR_0 - CNR\} / 40} = r_0 10^{\Delta CNR / 40} \end{aligned} \quad (7.4)$$



式(7.4)において  $Loss$  と  $Loss_0$  は各々距離  $r$  と  $r_0$  に対する伝搬損失、 $CNR_0$  と  $CNR$  は遅延検波を備えた選択合成ダイバーシチ受信と遅延スプレッド補償技術を適用した場合の所要  $CNR$  であり、 $\Delta CNR$  は遅延スプレッド補償により得られた利得を示している。比較のため、アンテナ利得、雑音指数はいずれの場合も同じとしたため、式(7.4)ではこれらの項が相殺されている。

近似的に求めた誤り率関数の逆関数と式(7.4)より、最大比合成ダイバーシチ受信およびトランスバーサル合成型 DFE を適用した場合のセル拡大効果は次式で表わされる。

$$r/r_0 = g 10^{a\{\log(x)\}^4 + b\{\log(x)\}^3 + c\{\log(x)\}^2 + d\{\log(x)\}} \quad (7.5)$$

式(7.5)における、 $a$  から  $d$  と  $g$  は表 7.3 に示す定数項であり、 $x$  は誤り率を示している。式(7.5)に基づき得られたセル拡大効果を図 7.6 に示す。同図は最大ドップラー周波数  $f_D$  は 10Hz、遅延スプレッド  $\tau$  が 250nsec の 2 波レイリーフェージング環境でのものである。所要 BER が  $10^{-1}$  以下では最大比合成ダイバーシチ受信、トランスバーサル合成型 DFE によるセル半径拡大効果が得られることがわかる。通常、ADPCM (Adaptive Differential Pulse Code Modulation) を適用した音声コーデックでは  $10^{-2}$  から  $10^{-3}$  程度の品質が要求される。従って、最大比合成ダイバーシチ受信、DFE のいずれを適用しても、遅延検波を備えた選択合成ダイバーシチ受信を適用した場合に比較して 1.3 倍から最大 1.8 倍にセル半径を拡大できることがわかる。7.2 節で述べたように遅延スプレッド 250nsec という伝送路条件において、遅延検波を備えた選択合成ダイバーシチ受信を適用する下り回線のフロア誤りは BER が  $10^{-3}$  以下の領域となっている。従って、このようにセル拡大しても、基地局では式(7.2)に基づいて送信電力を大きくすることで、上りと下りの伝送品質のバランスを崩すことなくセル拡大を図ることができる。

これ以上に厳しい BER が要求される場合、すなわち BER が  $10^{-4}$  に近づくと、セル拡大効果が無限大に向かう。これは遅延スプレッド補償技術の効果が無限大になったと理解するよりも、図 7.1 より比較対象である遅延検波を備えた選択合成ダイバーシチ受信に到達できない、すなわちフロア誤り以下の品質が要求された解釈できる。このように、所要 BER が厳しい場合、あるいは所要 BER が  $10^{-3}$  程度でもより大きな遅延スプレッドがある伝送路条件では、遅延スプレッド補償技術によって上り回線は十分な品質を確保できても、図 7.1 より下り回線が十分な品質を満足できない。従って、それらの場合には PS にもなんらかの遅延スプレッド補償技術が必要となる。

## 7.5 結言

本章で得られた成果を以下にまとめる。

- (1) 実システムとしてPHSを取り上げ、遅延スプレッドがセル拡大を阻む原因であることを示し、この問題を解決する遅延スプレッド補償技術への条件を明らかにした。
- (2) (1)の条件を満足させる装置構成として2ブランチの最大比合成 ダイバーシチ受信およびトランスバーサル合成型 DFE が有効であることを示した。
- (3) PHSにおけるセルの拡大に対する効果を定量的に評価する手法として、遅延スプレッド補償技術のCNR特性の逆関数を近似的に求め、これと伝搬推定式と組み合わせる方法を提案した。提案手法の特徴は任意の所要BERに対して、遅延スプレッド補償技術のセル拡大効果を推定できる点にある。例えば、所要BERが $10^{-2}$ から $10^{-3}$ 点では所要BERの低下とともにセル半径を1.3倍から1.8倍までに拡大できることを明らかにした。

本研究の結果は、6章以前の本研究を否定しているかの如くに見えるが、実際には、適応等化器の適用領域を明確にする手法という成果が得られたと解釈できる。すなわち、この手法に基づけば、PHSでは等化器が必須ではないという結論が得られた。実際、適応等化器はPHSで適用されておらず、この結論はPHSのシステムエンジニアの判断の正当性を支持している。また、GSMのようなセルラシステムではより大きな遅延スプレッドが発生するため、等化器の必要性が増してくる。すなわち、このように各システムには固有のシステムパラメータが存在する。それらの条件の基で、本提案の手法は適応等化器をシステム導入すべきかどうかを決定する手段になると考えられる。

また、PHS程度のマイクロセルラですら等化器の必要性が認められたことは、将来のメガビットオーダの移動通信システムにおいて適応等化器が必須のデバイスになることを明らかにした。また、本研究で提案した適用効果評価法は実際のシステムにおける現実的な手法となりうるため、今後のシステム設計に大いに役立つものと考えられる。



## 第8章 結論

本論文は、TDMAを前提とした移動通信における高品質通信あるいは周波数利用効率の向上を可能とする技術として、受信機の同期回路の高速化に着目し、その同期制御を行う適応アルゴリズムの初期収束の高速化に関する研究成果をまとめたものである。そして、本研究全体を貫く基本的な方針は“高速同期”と“実現性の向上”である。一般に、基礎研究と位置づけられるアルゴリズムの研究と、開発研究である装置化の検討は別個に行われる。従って、アルゴリズムの研究者が装置化に深く関わることは皆無に近かった。これに対し、本研究では装置化および実用化を念頭においてアルゴリズムの研究を行い、さらに単にアルゴリズムの考案に止まらず装置化を行い、これを実証したところに大きな特長がある。本研究では、通信速度が比較的低速である場合からメガビットクラスの高速通信までの広範囲な通信方式を対象とし、その通信方式に適した受信機構成を取り上げ、これらの受信機の構成法を対象として上記の基本方針に沿って検討を行った。比較的低速の場合には、遅延検波あるいは同期検波を基礎とする適応復調器が有効であり、そのキャリア位相制御のための高速アルゴリズムを提案した。一方、高速通信の場合には、通信品質を劣化させる最大の要因である伝送路の遅延スプレッドを補償する技術として適応等化器、主に適応型 MLSE 等化器を取り上げ、その伝送路推定のための高速同期アルゴリズムを提案した。

また、適応復調器のために提案したアルゴリズムは簡素な構成であるため DSP 1 チップにより容易に実現できる。これに対して高速伝送の場合に不可欠となる適応等化器では、提案したアルゴリズムでさえ DSP 1 チップでは実装できず、ハードウェア回路あるいは LSI 化が必要となる。そこで、ハードウェア回路の設計においてパイプライン処理や、並列信号処理を効果的に導入することを提案した。これにより効率よく高速信号処理が可能となることを示した。さらに、受信機の相乗効果的な特性向上のため適応等化器とダイバーシチ受信を組み合わせた場合の効果的なアルゴリズムを提案した。加えて上記の技術を安定に動作させるための周辺技術の構成法、およびこれらを搭載できる変復調器の設計法も示した。また、実システムに用いられている伝搬路モデル上で等化器の評価法を提案し、実システムでの有効性まで言及した。以下に、本研究で得られた成果を概説する。

第3章では、比較的低速な通信システムにおいて、復調器構成要素の中で重要な役割をはたす位相検波器を取り上げ、その位相制御法に高速同期が可能なRLSアルゴリズムの適用を提案した。特に、不偏推定をその原理的基礎とするRLSアルゴリズムにおいて、送受信機間のキャリア周波数オフセットに起因して時間変動する受信信号の位相を推定するため、状態遷移という概念を導入した。この状態遷移とは周波数オフセットによる1シンボル間の位相遷移に相当する。具体的にはRLSアルゴリズムの演算において相互相関値を求める際、忘却係数に状態遷移項を掛けたものを新たに忘却係数と定義するだけで、周波数オフセットにより時間変動する位相を正確に推定できることを明らかにした。位相検波器として遅延検波を適用した場合には、周波数オフセットは遅延検波後では定常位相誤差となるため、通常のRLSをそのまま適用可能であることも示した。また、提案したアルゴリズムを16QAM準同期検波器に適用し、室内実験系により特性評価した結果、理論値からの特性劣化は0.3dB以下であり、周波数オフセットに対してまったく特性を変化させない優れた伝送特性をもつことも示した。さらに、遅延検波用の周波数同期回路でも同様に周波数オフセットに対して特性劣化のない、優れた伝送特性が得られることを実験により確認した。加えて、10シンボル以下での高速同期特性も実験的に検証した。

第4章では移動通信において高速通信を行う場合に発生するマルチパスレイリーフェージングを補償する技術として、適応型MLSE等化器を取り上げ、その伝送路推定法としてVLMSアルゴリズムと名付けた高速アルゴリズムを提案した。提案したVLMSアルゴリズムは送信符号系列の決定論的自己相関行列に、エルゴードの定理に基づき集合平均の特性を導入することで得られる。このVLMSアルゴリズムの特長はLMSアルゴリズムと同等の回路規模で、RLSアルゴリズムに匹敵する高速同期が可能となる点にある。さらにハードウェア実装する場合の回路規模削減を狙い、VLMSの可変ゲイン関数を量子化したQVLMSアルゴリズムを提案し、それらの特性を理論的に解析した。また、シンボル間隔サンプリングの構造では不可避なサンプリング位相誤差による特性劣化を回避する方法に、分数間隔サンプリングの適応型MLSE等化器がある。そこで、シンボル間隔サンプリングの構造を基礎とするVLMSの概念を、分数間隔サンプリングの構造へ拡張したFVLMSアルゴリズムを導出した。さらに、FVLMSアルゴリズムに現れる送受信フィルタのインパルス応答の相関行列を対角化することで、分数間隔アルゴリズムにおいてもLMSアルゴリズム同様にタップ係数に対して一次関数的にしか演算量が増加しないOVLMSアルゴリズムを提案した。OVLMSアルゴリズムでは直交変換によって、フィルタによって遮断された高周波成分に対応するタップが削除できるため、いくらオーバーサンプリングしてもタップ数が一定に保たれるため、FVLMSアルゴリズムに比較し

て大幅に回路規模が削減できることを示した。提案したアルゴリズムがRLSアルゴリズムに匹敵する優れた特性を有することを、理論的に解析すると共に、室内実験により実証した。

第5章では第4章で提案した適応アルゴリズムを高速通信システムに適用する場合の効率的実現方法について述べた。具体的には、汎用のDSPでは処理量に限界があるため、等化器をハードウェアに展開し高速化を図った。等化器としては状態毎推定を適用したFVLMS-MLSE等化器と、高速処理に適したQVLMS-MLSE等化器を採用した。前者にはパイプライン演算を適用し、伝送路推定と系列推定の効率化を図った。QVLMS-MLSE等化器は数十メガビットクラスの移動通信に適用することを考慮し、全処理を並列で実行し高速処理を達成した。その際に送信信号が回転群をなすことを利用した回路規模低減法も提案した。FVLMS-MLSE等化器はFPGAや汎用LSI、ROM、RAMを用いて試作し、32kbit/sの実時間処理を実現した。QVLMS-MLSE等化器は、当初FPGAとROMを組み合わせ試作し、約40kgateの回路規模で1.5Mbit/sで実時間処理可能であることを確認した後、LSI化を行った。その結果、LSI化QVLMS-MLSE等化器は約70kgateの回路規模で、100Mbit/sの信号を処理できることを実験により確認し、簡易な構成で高速動作可能であることを実証した。FPGAでの試作に比較して回路規模が増大しているのは合成型のダイバーシチ受信を導入したためである。さらに、8シンボルでの高速同期特性も実験により確認した。すなわち、提案したアルゴリズムが高速同期特性を維持しながら、実現性を飛躍的に向上させることを実証した。また、このLSI化QVLMS-MLSEのはバースト信号を対象とした移動通信用等化器としては世界最高速のものとなった。

第6章では等化器を搭載できる無線伝送装置の設計法について述べた。移動通信におけるレイリーフェージング伝送路で極めて優れた特性をもつダイバーシチ受信と等化器の融合法、より効率的なタップ係数推定法を提案した。等化器としては前述までのMLSE型等化器に加えて、DSP処理であれば実現性の高いDFEをも検討対象とした。具体的には、ダイバーシチ受信構成のMLSE等化器において最大比合成が実現できるMRC-MLSE等化器を提案した。また、DFEの場合にはトレーニングとデータ区間で、アルゴリズムと構成の両方を切り替えるモード切替アルゴリズムを提案した。また、高速信号伝送を考慮した時には今後も利用されるであろうアナログ位相検波器の、I/Q直交性/ゲインアンバランス同時補償アルゴリズムとしてCMAを適用した構成法を提案した。さらに、各種の同期回路を装備した完全な形での変復調装置として無線伝送速度が6.144Mbit/sのTDMA変復調装置を設計、試作した。変復調装置にはサンプルホールドを適用したAGC、BTRを採用しており、等化器としてはDFEを用いた。ダイバーシチ受信にはDFEの等化後の雑音電力を指標とした選択合成ダイバーシチ受信を適用した。本変復調装置は16個

のDSPを用いて等化処理を行うことで、1 加入者当たり1.536Mbit/sの通信を可能とした。また、本変復調装置は150nsecの遅延スプレッドの存在下でもBERを $10^{-6}$ 以下に抑圧できることを確認した。これにより、現状の技術にサンプルホールド程度の簡単な工夫を加えることのみで、高速かつ高品質なバースト信号伝送が実現できる見通しが得られた。

第7章では実システムで用いられる伝搬路モデルにおける、等化器やダイバーシチ受信の特性推定方法を提案し、これらの技術のシステムに与えるインパクトについて述べた。システムとしては現在の移動通信では比較的高速な通信を行っているPHSを取り上げた。そして、PHSにおけるセル半径の拡大を評価尺度として用い、等化器とダイバーシチ受信によるセル半径の拡大の可能性について言及した。その結果、 $10^{-3}$ の誤り率が要求される場合、等化器あるいはダイバーシチ受信により約1.8倍程度にまでセルを拡大できることを示した。

以上の研究成果より、幅広い通信速度のTDMA移動通信においても高い通信品質を実現しながら、周波数利用効率が向上できることが明らかとなった。特に、TDMA 移動通信あるいはパケット通信を効率良く実現できる可能性が高まったと思われる。加えて、本研究の多くを占める適応等化器の研究成果により、移動通信環境における高速通信の実現性が非常に高まったと思われる。すなわち、従来は消費電力あるいは回路の複雑さから適応等化器を移動通信に適用することは困難とされていたが、本研究はこの困難に正面から対峙し、効果的な解決方法を見いだした。特に、本研究で取り上げた適応型MLSE等化器は様々な文献において「特性は優れているものの回路構成が複雑で実現性が低い」とされていたが、ハードウェア回路で実現すれば実現性が高く、高速化に適していることを示した本研究の成果は、今後の高速通信への一つのブレークスルーとなった。

従来より、等化器等のアルゴリズムについては数多くの研究成果があるが、今まで実用例が少ないのは、周辺機器を含めた装置構成の困難さにあった。本研究ではその一部では有るが変復調装置のハードウェア実装まで行い、等化器を具備したシステムの実現性の高さを装置実装の観点から示した点にも大きな意義があると感じている。しかしながら、装置構成にはまだ不十分な点もあり、これは今後の研究課題となる。

現在、無線 LAN (Local Area Network) システム、Wireless-ATM (Asynchronous Transfer Mode)では数十メガビットの信号伝送が検討されているが、本研究はこのような高速通信に貢献できるものと考えられる。

## 謝辞

本論文をまとめるに当たり、終始、御懇切かつ御熱心な御指導・御鞭撻を賜りました京都大学大学院 情報学研究科 吉田 進 教授に謹んで感謝の意を表します。

同じく御指導を頂いた京都大学大学院 情報学研究科 酒井 英昭 教授、京都大学大学院 情報学研究科 中村 行宏 教授に深く感謝致します。

本研究は著者がNTTワイヤレスシステム研究所に在籍した1990年から1997年までに業務の一環として携わった研究成果をまとめたものであり、本研究を進めるに当たってご助力頂いた方々に深く感謝致します。なかでも本研究を進める上で、筆舌に尽くしがたい御指導、御助言を頂いた和歌山大学 システム工学部（元NTTワイヤレスシステム研究所主幹研究員）齊藤 洋一 教授に深く感謝致します。また、本研究を進める機会を与えて頂いたばかりでなく、常に研究の方向性を示して頂いた上智大学 理工学部（元NTTワイヤレスシステム研究所、パーソナル通信研究部長）服部 武 教授にも深く感謝致します。

また、本研究を進める途上において御指導、御鞭撻を賜ったNTTアドバンステクノロジー（元NTTワイヤレスシステム研究所 無線方式研究部 部長）村瀬 武弘 部長、香川大学 工学部（元NTTワイヤレスシステム研究所 無線方式研究部 主幹研究員）生越 重章 教授に心より感謝の意を表します。本研究を遂行するにあたって重要な役割を占めるハードウェア技術の基礎を御教示頂いたNTT 移動通信網株式会社 佐和橋 衛 主幹研究員に深く感謝致します。そのハードウェア技術の中でも特にDSP技術に関して様々な御指導を頂いたNTT 移動通信網株式会社 上田 隆 主任技師にも同様に感謝致します。本研究において実験を行う際、御助力を頂いたNTT 未来ねっと研究所 ワイヤレスシステムイノベーション研究部 白戸 裕史 君、山田 知之 君、(株)NTT アドバンステクノロジー 小林 敦 君に感謝致します。

加えて、本研究をまとめる機会を頂いた(株)エイ・ティ・アール環境適応通信研究所 小宮山 牧兒社長、水口 芳彦室長、電気通信大学（元エイ・ティ・アール環境適応通信研究所 室長）唐沢 好男 教授に心より感謝致します。

最後に、杯を酌み交わしながら研究について語り合った友人であるNTT移動通信網株式会社 市坪 信一 主任研究員、NTT アドバンステクノロジー 岡田 隆 担当課長に感謝致します。





## 参考文献

- [1] S. Haykin: "Adaptive Filter Theory," Prentice Hall, Englewood, N. J., 1986.
- [2] S. Haykin: "Introduction of Adaptive Filter theory," Macmillan Publishing Company, 1984.
- [3] 片山: "応用カルマンフィルタ," 朝倉出版, 1983.
- [4] B. Widrow and S. D. Sedra: "Adaptive Signal Processing," Prentice-Hall, Englewood Cliffs, N.J., 1985.
- [5] S. スタイン, J. J. ジョーンズ: "現代の通信回線理論 - データ通信への応用 -", 森北出版, 1970.
- [6] A. J. Viterbi and K. Omura: "Principles of Digital Communications," McGraw-Hill, 1989.
- [7] J. G. Proakis: "Digital Communications," McGraw-Hill, 1989.
- [8] J. J. Stiffler: "Theory of Synchronous Communications," Prentice-Hall, Englewood, N. J., 1973.
- [9] W. C. Lindsey and M. K. Simon: "Telecommunication Systems Engineering," Prentice-Hall, Englewood, N. J. 1971.
- [10] 室谷、山本: "デジタル無線通信," 産業図書、1985.
- [11] 齊藤: "デジタル無線通信の変復調," 電子情報通信学会編、1996.
- [12] W. C. Jakes: "Microwave Mobile Communications," John Wiley & Sons, 1974
- [13] 奥村、進士監修: "移動通信の基礎," 電子通信学会編、1986.
- [14] 進士: "移動通信" 丸善、1989.
- [15] Y. Akaiwa: "Introduction to Digital Mobile Communication," John Wiley & Sons, 1997.
- [16] G. Stuber: "Principles of Mobile Communications," Kluwer Academic Publishers, 1996.
- [17] 佐藤: "線形等化理論," 丸善, 1990.
- [18] H. Meyer, M. Moeneclaey, and S. A. Fechtel: "Digital Communication Receivers, - Synchronization, Channel Estimation, and Signal Processing-, " John Wiley & Sons, 1998.
- [19] 倉本、他: "大容量自動車電話方式," 信学誌、vol.71, pp.1011-1022, 1988.
- [20] 津田: "NTT DoCoMo の事業活動、-4年半の軌跡と将来への布石-, " NTT DoCoMo テクニカルジャーナル、vol.5, No.1, pp.6-14, 1997.
- [21] K. Kinoshita, M. Hata, and K. Hirade: "Digital Mobile Telephone System using TD/FDMA Schemes," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol.VT-31, pp.153-157, 1982.
- [22] 山本、加藤: "TDMA 通信," 電子情報通信学会編、1989.
- [23] W. B. Klein and K. K. Paliwal, Eds.: "Speech Coding and Synthesis," Elsevier Science, 1995.
- [24] R. V. Cox: "Three New Speech Coders from the ITU Cover a Range of Applications," *IEEE Commun. Mag.*, vol.35, No.9, 1997.
- [25] K. Murota and K. Hirade: "GMSK Modulation for Digital Mobile Radio Telephony," *IEEE Trans. Commun.*, vol.COM-29, pp.1044-1050, July, 1981

- [26] F. de Jager and C. B. Dekker: "Tamed Frequency Modulation, A Novel method to Achieve Spectrum Economy in Digital Transmission," *IEEE Trans. Commun.*, vol.COM-26, No.5, April, 1978.
- [27] W. W. Peterson and E. J. Weldon, Jr.: "Error Correcting Coding, 2nd Ed.," The MIT Press.
- [28] 今井: "符号理論," 電子情報通信学会編、1990.
- [29] S. U. H. Qureshi: "Adaptive Equalizers," *Proc. IEEE*, vol.53, pp.1349-1387, 1985 .
- [30] 鈴木: "移動無線における適応等化技術," 信学技報, **RCS92-36**, 1992.
- [31] European Telecommunications Standard Institute: GSM Phase 2, European Telecommunication Standards, 1993.
- [32] デジタル方式自動車電話システム標準規格: RCR STD-27C, 電波システム開発センター、1994.
- [33] 第二世代コードレス電話システム標準規格 RCR STD-28、電波システム開発センター、1995
- [34] 齊藤、立川: "移動通信ハンドブック、" オーム社、1995
- [35] D. D. Falconer: "A System Architecture for Broadband Millimeter-Wave Access to an ATM LAN," *IEEE Personal Communications*, pp.36-41, August 1996.
- [36] C.-L. Liu and K. Feher: "Noncoherent Detection of  $\pi/4$ -QPSK Systems in a CCI-AWGN Combined Interferences Environment," *IEEE Veh. Technol. Conf.*, **VTC'89**, pp.83-94, 1989.
- [37] 大野、安達: "移動通信におけるバースト QPSK 信号の遅延検波," 平成元年春期信学総全大、**B-839**, 1989.
- [38] 島方、大澤: "PSK ベースバンド遅延検波復調器の構成と特性," 平成3年春期信学総全大、**B-360**, 1991
- [39] H. Suzuki and S. Saito: "Adaptive Carrier Tracking Coherent Detection for Digital Mobile Radio Transmission," *Proc. Int. Conf. Digital Land Mobile Commun.*, pp.94-103, 1987.
- [40] 齊藤、鷹見: "QPSK 移動無線伝送用キャリア同期 (ACT) 復調方式," 信学論 (B-II), vol.**J75-B-II**, No.8, pp499-507, 1992.
- [41] 並木: "無線パケット用蓄積一括復調方式," 信学論 (B) Vol. **J67-B** No.1, 1984 年 .
- [42] 大沢: "逐次回帰推定法を用いた PSK 信号の蓄積一括復調方式," 信学論 (B-I), Vol. **J72-B-I**, No. 6, PP.504-512, 1989.
- [43] 山崎: "陸上移動通信における蓄積一括復調方式に関する検討," 信学技報 **RCS90-3**, pp.13-20, 1990.
- [44] 三瓶: "線形 2 乗推定法を用いた陸上移動通信用 QPSK 同期検波," 信学論 (B-II), **J72-B-II**, No. 4, PP.125-132, 1989.
- [45] T. Sakata and S. Kubota: "Open Loop Reverse Modulation Carrier Recovery Scheme for Rician and Rayleigh Fading Channels," *IEICE Trans. Commun.*, vol.**E79-B**, pp.45-51, 1996.
- [46] 伊倉、大野、安達: "移動通信 QPSK 遅延検波器用判定帰還型ドリフト等化方式," 平成2年春期信学総全大、**B-307**, 1990.
- [47] A. Aghamohammadi, H. Meyr, and G. Ascheid: "Adaptive Synchronization and Channel Parameter Estimation using an Extended Kalman Filter," *IEEE Trans. Commun.*, vol. **COM-**

37, pp.1212-1219.

- [48] J. C.-I. Chuang and N. R. Sollenberger: "Burst Coherent Demodulation with Combined Symbol Timing, Frequency Offset Estimation, and Diversity Selection," *IEEE Trans. Commun.*, vol.**COM-39**, pp.1157-1164, 1991.
- [49] 小野田、戸田、藤田、佐々木: "デジタル移動通信用ベースバンド遅延検波回路," 平成3年春期信学総全大、B-362、1991.
- [50] 青柳、小島、田近、三宅、藤野: " $\pi/4$  シフト QPSK 遅延検波器用タイミング再生方式の検討," 平成3年秋期信学総全大、B-236, 1991.
- [51] S. Yoshida, F. Ikegami, and T. Takeuchi: "Causes of Burst Errors in Multipath Fading Channels," *IEEE Trans. Commun.*, vol.**COM-36**, pp.107-113, 1988.
- [52] Y. Karasawa, T. Kuroda, and H. Iwai: "Cycle Slip in Clock Recovery on Frequency Selective Fading Channels," *IEEE Trans. Commun.*, vol.**COM-45**, pp.376-383, 1997.
- [53] 吉田、池上、竹内: "耐多重波変調方式について," 信学論(B-II), vol.**J73-B-II**, No.11, pp.668-674、1990.
- [54] R. W. Lucky: "Automatic Equalization for Digital Communication," *Bell Syst. Tech. J.*, vol.**44**, pp.547-588, 1965.
- [55] J. G. Proakis and J. Miller: "An Adaptive Receiver for Digital Signaling through Channels with Intersymbol Interference," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol.**15**, pp.484-497, 1969.
- [56] A. Gersho: "Adaptive Equalization of Highly Dispersive Channels," *Bell Syst. Tech. J.*, vol.**44**, pp.55-70, 1969.
- [57] P. Monsen: "Feedback Equalization for Fading Dispersive Channels," *IEEE Trans. Inform. Theory*, pp.56-64, 1971.
- [58] J. Saltz: "Optimum Mean Square Decision Feedback Equalization," *Bell Syst. Tech. J.*, vol.**52**, pp.1341-1373, 1973.
- [59] J. M. Cioffi, G. P. Dudevoir, M. V. Eybogu, and G. D. Forney, Jr.: "MMSE Decision-Feedback Equalizers and Coding, -Part 1: Equalization Results," *IEEE Trans. Commun.*, vol.**COM-43**, pp.2582-2594, 1995.
- [60] G. D. Forney, Jr.: "Maximum-Likelihood Sequence Estimation of Digital Sequences in the Presence of Intersymbol Interference," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol.**18**, No.3, pp.363-378, May, 1972.
- [61] G. Ungerboeck: "Adaptive Maximum-Likelihood Receiver for Carrier-Modulated Data-Transmission Systems," *IEEE Trans. Commun.*, vol. **COM-22**, pp.624-636 (1974)
- [62] G. D. Forney, Jr.: "The Viterbi algorithm," *Proceedings of the IEEE*, vol. **61**, No.3, pp.268-278, March, 1973.
- [63] B. Widrow: "Adaptive Filters," in Aspects of Network and System Theory, R. E. Kalman and N. Declairs, Eds. pp.563-587, Holt, Rinehart and Wilson, Inc., 1971.
- [64] D. Godard: "Channel Equalization using Kalman Filter for Fast Data Transmission," *IBM J. Res. Develop.*, pp.267-273, 1974.
- [65] J. G. Proakis: "Adaptive Equalization for TDMA Digital Mobile Radio," *IEEE Trans. Veh.*

- Technol.*, vol. **VT-40**, pp.333-341, 1991
- [66] F. R. Magee, Jr., and J. G. Proakis: "Adaptive Maximum-Likelihood Sequence Estimation for Digital Signaling in the Presence of Intersymbol Interference," *IEEE Trans Inform. Theory.*, vol.**19**, pp.120-124, 1973
  - [67] 吉野、鈴木: "移動通信用 RLS-MLSE の特性," 信学技報、**RCS91-57**, 1991
  - [68] 府川、鈴木: "逐次最小 2 乗形適応最尤系列推定 (RLS-MLSE) - 最尤推定理論の移動無線への応用 -," 信学論 (B-II) vol. **J76-B-II** No.4 pp.202-214, 1993.
  - [69] 岡ノ上、後川、古谷: "QT-LMS アルゴリズムを適用した適応形 MLSE 受信機の提案," 信学技報、**A・P92-109** 1992
  - [70] 邸、臼井、安部: "QT-LMS 適応アルゴリズムのステップサイズの最適性に関する解析," 信学論 (A)、**J73-A**, No.5, pp.1003-1005, 1989
  - [71] Z. Q. Qui, S. Usui, and K. Abe: "An Adaptive LMS Algorithm with a Quick Tracking Property for Time-Varying Parameter Estimation," *Trans. IEICE*, vol.**J72-A**, No.7, pp.1038-1044, 1989.
  - [72] S. N. Crozier, D. D. Falconer, and S. M. Mahmoud: "Least Sum of Squared Errors (LSSE) Channel Estimation," *IEE Proceedings-F*, vol.**138**, No.4, 1991.
  - [73] 三瓶: "内挿処理による簡略化判定帰還型等化器," 信学技報 **RCS91-12**, 1991.
  - [74] R. D'Avella, L. Moreno, and M. Sant'Agostino: "An Adaptive MLSE Receiver for TDMA Digital Mobile Radio," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. **7**, No.1, pp.122-129, 1989.
  - [75] G. D'Aria, F. Muratore, and V. Palestini: "Simulation and Performance of the Pan-European Land Mobile Radio System," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. **VT-41**, pp.177-189, 1992.
  - [76] F. Lu, H. Smueli: "A 60-MBd, 480-Mb/s, 256QAM Decision Feedback Equalizer in 1.2- $\mu$ m CMOS," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. **28**, No. **3**, March, 1993.
  - [77] S. Sampei: "Development of Japanese Adaptive Equalizing Technology toward High Bit Rate Data Transmission in Land Mobile Communications," *IEICE Trans. Commun.*, vol. **E74**, 6, pp.1512-1521, 1991.
  - [78] 神尾、守山、笹岡、杉本: "移動通信用 10Mbps  $\pi/4$ -QPSK 装置の開発, - 簡略化ビタビ等化器の概要 -, " 信学技報 **RCS96-67**, 1996.
  - [79] 神尾、守山、笹岡、杉本: "移動通信用 10Mbps  $\pi/4$ -QPSK 装置の開発, - 開発装置の概要 -, " 信学技報 **RCS96-68**, 1996.
  - [80] F. Adachi and K. Ohno: "BER Performance of QDPSK with Postdetection Diversity Reception in Mobile Radio Channels," *IEEE Trans. Veh. Technol.* vol. **VT-40**, pp.237-249, 1991.
  - [81] 伊倉、大野、安達: "TDMA 移動通信における検波後最大比合成ダイバーシチの適用効果," 平成 5 年春期信学総全大 B-332, 1993.
  - [82] R. A. Monzingo and W. T. Miller: "Introduction to Adaptive Arrays," John Wiley & Sons, 1980.
  - [83] R. T. Compton, Jr.: "Adaptive Antenna: Concepts and Performance," Prentice-Hall, 1988.
  - [84] E. Nicolau and D. Zaharia: "Adaptive Arrays," Elsevier, 1989.
  - [85] 大鐘: "移動通信における CMA アダプティブアレーの選択性フェージング補償特性

- ,” 信学論 (B-II), Vol. **J73-B-II**, No.10, pp.489-487, 1990.
- [86] S. C. Swales, M. A. Beach, D. J. Edwards, and J. P. McGeehan: “The Performance Enhancement of Multibeam Adaptive Base-Station Antennas for Cellular Land Mobile Radio Systems,” *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol.**VT-39**, No.1, pp.56-67, 1990
- [87] 田中、三浦、千葉、唐沢: “ASIC を用いた DBF マルチビームアンテナの開発,” 信学論 (B-II), Vol. **J78-B-II**, No.9, pp.602-610, 1995.
- [88] T. Tanaka, R. Miura, I. Chiba, and Y. Karasawa: “Interference Cancellation Characteristics of a BSCMA Adaptive Array Antenna with a DBF Configuration,” *IEICE Trans. Commun.*, vol.**E80-B**, No.9, pp.1363-1371, 1997.
- [89] H. Kubo, K. Murakami and T. Fujino: “An Adaptive Maximum-Likelihood Sequence Estimator for Fast Time-Varying Intersymbol Interference Channels,” *IEEE Trans. Commun.*, vol. **COM-42**, pp.1872-1880, 1994
- [90] 久保、村上、藤野: “ステート毎に伝送路推定を行なう適応形最尤系列推定器に関する一検討,” 信学技報、**RCS91-48**, 1991
- [91] 府川、鈴木: “RLS-MLSE のタイミングオフセット特性補償法”、信学技報、**RCS92-32** 1991
- [92] R. D. Gitlin and S. B. Weinstein: “Fractionally Spaced Equalization: An Improved Digital Transversal Equalizer,” *Bell Syst. Tech. J.*, vol. **60**, No. 2, Feb. 1981.
- [93] K. Okanoue, A. Ushirokawa, and Y. Furuya: “A Fractional Sample Type Maximum Likelihood Sequence Estimator,” *Trans. IEICE*, vol.**J77-B-II**, No. 10 pp. 517-927, 1994.
- [94] K. Hamied and G. L. Stuber: “A Fractionally Spaced MLSE Receiver,” *Proceeding of ICC* 95, pp. 7-11, 1995.
- [95] G. Ungerboeck: “Fractional Tap-spacing Equalizer and Consequences for Clock Recovery in Data Modems,” *IEEE Trans. Commun.*, vol. COM-24, pp.856-864, 1994
- [96] 岡ノ上、後川、古谷: “分数間隔サンプル型最尤系列推定器,” 信学論 (B-II)、vol. **J77-B-II**, No. 10, pp.517-527, 1994.
- [97] R. W. Harris, D. M. Charbies and F. A. Bishop: “A Variable Step(VS) Adaptive Filter Algorithm,” *IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Processing*, vol. **ASSP-34**, pp.309-316, 1986.
- [98] H. Ohtsuka, H. Matsue, and T. Murase: “The SBS Control Algorithm of Cross Polarization Interference Canceller on Digital Radio Systems,” *Trans. IEICE*, vol.**E-73**, No.3, pp.401-409, 1990.
- [99] E. Eleftheriou and D. D. Falconer: “Tracking Performance and Steady State Performance of RLS Adaptive Filter Algorithms,” *IEEE Trans. Acoust. Speech, Signal Processing*, vol.**ASSP-34**, No.5, pp.1097-1110, 1986.
- [100] A. Papoulis: “Probability, Random Variables, and Stochastic Processes, 3rd Ed.,” McGraw-Hill, 1991.
- [101] J. R. Treichler and B. G. Agee: “A New Approach to Multipath Correction of Constant Modu-

- lus Signals,” *IEEE Trans. acoust., speech, signal processing*, vol.**ASSP-31**, No.2, pp.459-472, 1983.
- [102] 堀川、荒木:“各種劣化要因のある多値変調方式の誤り率特性,” 信学論(B), vol.**63-B**, No.11, pp.1132-1139, 1980.
- [103] 齊藤:“ $\pi/4$ -QPSK 遅延検波回路における各種劣化要因とその補償法,” 信学技報 **RCS92-101**, pp.13-18, 1993.
- [104] 鈴木:“最小2乗合成ダイバーシチ受信における信号伝送特性,” 信学論(B-II), **J75-B-II**, 8, pp.524-534, 1992.
- [105] P. Monsen:“MMSE Equalization of Interference on Fading Diversity Channels,” *IEEE Trans. Commun.*, vol. **COM-32**, pp.5-12, 1984.
- [106] P. Balaban and J. Saltz:“Optimum Diversity Combining and Equalization in Digital Data Transmission with Applications to Cellular Mobile Radio -Part I: Theoretical Considerations,” *IEEE Trans. Commun.*, vol.**COM-40**, no.5, pp.885-894, 1992.
- [107] P. Balaban and J. Saltz:“Optimum Diversity Combining and Equalization in Digital Data Transmission with Applications to Cellular Mobile Radio -Part II: Numerical Results,” *IEEE Trans. Commun.*, vol.**COM-40**, no.5, pp.895-907, 1992.
- [108] 菊間:“CMA Adaptive Array using Tapped Delay Lines for Special and Temporal Processing in Multipath Environment,” 信学総合全大, **B-434**, 1994.
- [109] H. Murata and S. Yoshida, and T. Takeuchi: “Adaptive Receiver consisting MLSE and Sector Antenna Diversity for Mobile Radio Communications,” *IEICE Trans. Commun.*, vol.**E77-B**, No.5, pp.573-579, May, 1994.
- [110] 松岡、美細津、高橋、大西、牧本:“ $\pi/4$ シフトDQPSKにおける等化合成ダイバーシチの実験的検討,” 信学技報 **RCS92-30**, 1992.
- [111] 中島、三瓶:“判定帰還型適応等化器による陸上移動通信の周波数選択性フェージング補償特性,” 信学論(B-II), **J72-B-II**, 10, pp.515-523, 1989.
- [112] 白戸、田野、齊藤:“高速移動通信用適応等化器の信号伝送特性,” 信学技報 **RCS96-17**, pp.1-6, (1996-05).
- [113] F. M. Gardner:“Phase Lock Techniques,” John Wiley & Sons., 1966.
- [114] R. A. Sholtz:“Frame Synchronization Techniques,” *IEEE Trans. Commun.*, vol.**COM-28**, No.8, 1980.
- [115] 宮津:“パーソナル通信システムとその展開,” pp.79-82, 科学新聞社、1995.
- [116] A. Maloberti: “Radio Transmission Interface of the Digital Paneuropean Mobile System,” *IEEE VTC'89*, pp.712-717, 1989.
- [117] M. Paetsch: “The Evolution of Mobile Communications in the US and Europe: Regulation, Technology, and Markets,” Artech House Inc., 1993.
- [118] S. Kozono, and A. Taguchi: “Mobile Propagation Loss and Delay Spread Characteristics with a Low Base Station Antenna on an Urban Road,” *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. **VT-42**, No. 1, pp.103-109, 1993.
- [119] 小田、田中:“マイクロ波帯ストリートセル伝搬損失特性,” 信学技報 **A・P-105**, pp.9-

14、1995.

- [120] 市坪、多賀：“マイクロセル伝搬におけるブレイクポイントに関する検討,” 平成5年信学総全大 **B-8**, 1993.
- [121] T. Furuno, and T. Taga :“ Time Delay Spread in Microcellular Environment for Personal Communication Systems,” *IEICE Trans. Commun.*, vol.**E79-B**, pp1199-1204, 1996.
- [122] 市坪、古野、長戸、多賀、川崎：“市街地ストリートマイクロセルにおける伝搬遅延モデル,” 信学技報 **A・P 95-62**, 1995
- [123] 市坪、古野、川崎：“都市内マイクロセル伝搬における遅延プロファイルモデル,” 信学論 (B-II), vol.**J80-B-II**, No.8, pp.707-713, 1997.
- [124] 森口、宇田川、一松：“数学公式集 II,” pp132、1957.





## 付録 A

### 「オーバーサンプル時のチャネル推定」

式 (4.35) 式で定義された誤差関数を最小にする場合、誤差を以下のように定義する.

$$J_k = \sum_{i=1}^k \left( e_i \quad \cdots \quad e_{i+j/P} \quad e_{i+(P-1)/P} \right)^* \begin{pmatrix} e_i \\ \vdots \\ e_{i+j/P} \\ \vdots \\ e_{i+(P-1)/P} \end{pmatrix} = \sum_{i=1}^k \sum_{j=0}^{P-1} |e_{i+j/P}|^2 \quad (\text{A.1})$$

この時の最適解は次式で定義される方程式の解として与えられる.

$$\frac{\partial J_k}{\partial W_k} = \sum_{i=1}^k \sum_{j=0}^{P-1} S_{k+j/P} \left( r_{k+j/P} - W_k^H S_{k+j/P} \right)^* = 0 \quad (\text{A.2})$$

その解は次式で与えられる.

$$W_k = \left( \sum_{i=1}^k \sum_{j=0}^{P-1} S_{k+j/P} S_{k+j/P}^H \right)^{-1} \sum_{i=1}^k \sum_{j=0}^{P-1} r_{k+j/P}^* S_{k+j/P} \quad (\text{A.3})$$

この式 (A.3) を逐次的な形で表現すると式 (4.36)-(4.38) となる.

## 付録 B

「自己相関行列の固有ベクトルが正弦関数でその固有値がエネルギーであることの証明」

入力信号ベクトル  $s_k$  が以下のような離散フーリエ変換で表されたとする.

$$s_k = \sum_{n=0}^{N-1} a_n \exp\left(j \frac{2\pi n k}{N}\right) \quad (\text{B.1})$$

ここで、 $N$  はサンプリングポイント数 (タップ数)、 $a_n$  は  $n/T$  の周波数に対応する利得に相当する係数を表す.  $L$  次元ベクトルの自己相関を求めると以下のようなになる.

$$R_k = \begin{pmatrix} s_k \\ \vdots \\ s_{k-L+1} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s_k^* & \cdots & s_{k-L+1}^* \end{pmatrix} = \{\alpha_{l,m}\} \quad (\text{B.2})$$

ここで、行列  $\{\alpha_{l,m}\}$  は次式で定義される.

$$\alpha_{l,m} = A^T M_{l,m} A \quad (\text{B.3})$$

式 (B.3) において  $A$  は式 (B.1) における係数  $a_n$  を要素とするベクトルであり、添字  $T$  はベクトルあるいは行列の転置を表す. さらに、行列  $M_{l,m}$  は次式で与えられる.

$$M_{l,m} = \begin{pmatrix} \exp\left(j2\pi \frac{(l-m)}{N} 0\right) \bullet & \bullet & \bullet \\ \bullet & \bullet \exp\left(j2\pi \frac{(k(p-q) + lp - mq)}{N}\right) & \bullet \\ \bullet & \bullet & \bullet \\ \exp\left(j2\pi \frac{(l-m)}{N} 0\right) \bullet & \bullet & \exp\left(j2\pi \frac{(l-m)}{N} (N-1)\right) \end{pmatrix} \quad (\text{B.4})$$

ここで、 $N$  個サンプルしその平均化を行えば正弦関数の特徴から自己相関行列の要素  $\alpha_{l,m}$  は以下のように表される.

$$\begin{aligned}
E[\alpha_{l,m}] &= A^T E[M_{l,m}] A \\
&= A^T \begin{pmatrix} \exp\left(j2\pi\frac{(l-m)}{N}0\right) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \exp\left(j2\pi\frac{(l-m)}{N}\right)0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \bullet & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \exp\left(j2\pi\frac{(l-m)}{N}(N-1)\right) \end{pmatrix} A \\
&= \sum_{n=0}^{N-1} |a_n|^2 \exp\left(j2\pi n\frac{(l-m)}{N}\right)
\end{aligned} \tag{B.5}$$

式 (B.5) より結果的に相関行列は次式で表せる.

$$\begin{aligned}
R &= \sum_{n=0}^{N-1} |a_n|^2 \begin{pmatrix} \exp\left(j2\pi n\frac{(0-0)}{N}\right) & \bullet & \exp\left(j2\pi n\frac{(0-(L-1))}{N}\right) \\ \bullet & \exp\left(j2\pi n\frac{(i-i)}{N}\right) & \bullet \\ \exp\left(j2\pi n\frac{((L-1)-0)}{N}\right) & \bullet & \exp\left(j2\pi n\frac{((L-1)-(L-1))}{N}\right) \end{pmatrix} \\
&= \sum_{n=0}^{N-1} |a_n|^2 \begin{pmatrix} \exp\left(j2\pi n\frac{0}{N}\right) \\ \exp\left(j2\pi n\frac{1}{N}\right) \\ \bullet \\ \exp\left(j2\pi n\frac{(L-1)}{N}\right) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \exp\left(j2\pi n\frac{0}{N}\right) \exp\left(j2\pi n\frac{1}{N}\right) \bullet \exp\left(j2\pi n\frac{(L-1)}{N}\right) \end{pmatrix}^*
\end{aligned} \tag{B.6}$$

即ち、自己相関行列は直交ベクトルである正弦波を固有ベクトルとし、その固有値はその周波数応答値であることがわかる.

## 付録 C

「式 (4.59) の導出」

式 (4.58) よりタップ係数の共分散行列は以下のように定義される.

$$\begin{aligned}
 K_k &= E \left[ \left( W_{opt} - W_k \right) \left( W_{opt} - W_k \right)^H \right] \\
 &= G(k)^2 \Lambda^{-1} E \left[ \sum_{i=0}^k (1-\mu)^{k-i} \sum_{j=0}^{P-1} e_{i+j/P}^* S_{i+j/P}' \right. \\
 &\quad \left. \cdot \left\{ \sum_{i=0}^k (1-\mu)^{k-i} \sum_{j=0}^{P-1} e_{i+j/P}^* S_{i+j/P}' \right\}^H \right] \Lambda^{-1} \quad (C.1)
 \end{aligned}$$

式 (C.1) は次式のように書き換えられる.

$$K_k = G(k)^2 \Lambda^{-1} E \left[ \sum_{i_1, i_2=0}^k (1-\mu)^{2n-i_1-i_2} S_{i_1}' R_{i_1, i_2} S_{i_2}'^H \right] \quad (C.2)$$

ここで行列  $S_i' = \{S_{i+0/P}', S_{i+1/P}', \dots, S_{i+(P-1)/P}'\}$  であり、行列  $R_{i_1, i_2}$  は次式で定義される.

$$R_{i_1, i_2} = \begin{pmatrix} e_{i_1+0/P}^* e_{i_2+0/P} & e_{i_1+0/P}^* e_{i_2+1/P} & \cdots & e_{i_1+0/P}^* e_{i_2+(P-1)/P} \\ e_{i_1+1/P}^* e_{i_2+0/P} & e_{i_1+1/P}^* e_{i_2+1/P} & \cdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ e_{i_1+(P-1)/P}^* e_{i_2+0/P} & \vdots & \cdots & e_{i_1+(P-1)/P}^* e_{i_2+(P-1)/P} \end{pmatrix} \quad (C.3)$$

$|i_2+(P-1)P^{-1}-i_1| \geq 1$  かつ、 $|i_1+(P-1)P^{-1}-i_2| \geq 1$  の項しか含まない行列は式 (4.55) より無視する. つまり、 $|i_2-i_1| \geq 1+(P-1)P^{-1}$ , すなわち  $i_1$  と  $i_2$  の差が 2 以上の行列は無視する. その時、式 (C.2) は以下のように書き換えられる.

$$K_k = G(k)^2 \Lambda^{-1} E \left[ \sum_{i=0}^k (1-\mu)^{2(n-i)} \left( S_i' R_{i, i} S_i'^H + 2(1-\mu) S_{i+1}' R_{i+1, i} S_i'^H \right) \right] \quad (C.4)$$

式(C.3)に式(4.55)の仮定を導入し、集合平均をとると式(C.4)に現れる相関行列は次式で表される.

$$E[R_{i,i}] = \sigma^2 \begin{pmatrix} 1 & \alpha_{1/p} & \bullet & \alpha_{(P-1)/p} \\ \alpha_{1/p} & 1 & \bullet & \alpha_{(P-2)/p} \\ \bullet & \bullet & \bullet & \bullet \\ \alpha_{(P-1)/p} & \alpha_{(P-2)/p} & \bullet & 1 \end{pmatrix} \quad (C.5.1)$$

$$E[R_{i+1,i}] = \sigma^2 \begin{pmatrix} 0 & \alpha_{(P-1)/p} & \bullet & \alpha_{1/p} \\ 0 & 0 & \bullet & \alpha_{2/p} \\ \bullet & \bullet & \bullet & \bullet \\ 0 & 0 & \bullet & 0 \end{pmatrix} \quad (C.5.2)$$

その時、式(C.4)は書き換えられて次式のようになる.

$$K_k = \sigma^2 G(k)^2 \Lambda^{-1} \sum_{i=0}^k (1-\mu)^{2(n-i)} \left( \sum_{i_2=0}^{P-1} \sum_{i_1=0}^{P-1} \alpha_{|i_1-i_2|/P} S'_{i+i_1/P} S'^H_{i+i_2/P} \right. \\ \left. + 2(1-\mu) \sum_{i_2=0}^{P-1} \sum_{i_1=0}^{P-1} \alpha_{|i_1+P-i_2|/P} S'_{i+1+i_1/P} S'^H_{i+i_2/P} \right) \quad (C.6)$$

ここで  $\Delta_0 = i_2 - i_1$  とおき、 $\Delta_1 = i_2 - i_1 - P$  とおけば

$$K_k = \sigma^2 G(k)^2 \Lambda^{-1} \sum_{i=0}^k (1-\mu)^{2(n-i)} \left( \sum_{\Delta_0=-P+1}^{P-1} \alpha_{|\Delta_0|} \sum_{i_1=0}^{P-1-\Delta_0} S'_{i+i_1/P} S'^H_{i+(i_1+\Delta_0)/P} \right. \\ \left. + 2(1-\mu) \sum_{\Delta_1=-P}^0 \alpha_{|\Delta_1|} \sum_{i_1=-P-\Delta_1}^{\Delta_1-1} S'_{i+1+i_1/P} S'^H_{i+1+(i_1+\Delta_1)/P} \right) \quad (C.7)$$

括弧内第二項の計算において本来は  $\Delta_1 = -2p \sim 0$  であるが、 $\alpha$  の条件より  $-P$  からとなっている. ここでランダム系列のランダム性より  $E[XX^H] = I$  を利用すれば式(C.7)は式(4.59)の最後の形となる.



# 本研究に関する発表論文

## 1 学術論文

- [1] 田野、斉藤：“RLS 位相推定による適応位相制御方式,” 信学会論文誌 (B-II) vol. **J76-B-II**, No.12, pp.927-935, 1993 年 12 月
- [2] 田野、斉藤：“適応型 MLSE 等化器のための高速チャネル推定法 - VLMS アルゴリズムの提案 -,” 信学会論文誌 (B-II), vol. **J78-B-II**, No.4, pp.221-230, 1995 年 4 月
- [3] 田野、斉藤：“ $\pi/4$ -QPSK 用 32kbit/s 実時間処理 VLMS-MLSE 等化器の構成と特性,” 信学会論文誌 (B-II), vol. **J80-B-II**, No.6, pp.483-491, 1996 年 6 月
- [4] 田野、斉藤、服部：“遅延スプレッド補償技術による PHS のセル拡大効果,” 信学会論文誌 (B-II), Vol. **J80-B-II**, No.12, pp.1028-1034, 1997 年 12 月
- [5] 田野、斉藤：“移動通信のための QVLMS-MLSE 等化器 - メガビットオーダの高速通信への適用 -,” 信学会論文誌 (B-II), vol.**J81-B-II**, No.1, pp.10-18, 1998 年 1 月
- [6] S. Denno and Y. Shirato : “6.144Mbit/s Burst Modem with an Adaptive Equalizer for Mobile Radio Communications,” *IEICE Trans. Commun.*, vol.**E81-B**, No.7, pp.1453-1461, July, 1998.
- [7] S. Denno and Y. Saito : “Orthogonal Transformed Variable-gain Least Mean Squares (OVLMS) Algorithm for Fractional Tap-spaced Adaptive MLSE Equalizers,” *IEEE Trans. Commun.*, vol.**47**, No. 8, pp.1151-1160, 1999.

## 2 レター

- [1] 白戸、田野、斉藤：“ユーザーレート 512kbit/s を実現する移動通信用ダイバーシチ合成形 DFE の特性,” 信学会論文誌(B-II), vol.**J81-B-II**, No.3, pp.248-250, 1998 年 3 月

## 3 国際会議講演

- [1] S. Denno and Y. Saito : “Recursive Least Squares Estimation of QAM and QPSK Signals in the Presence of Frequency Offset,” *IEEE Int. Conf. Commun.*, pp.491-495, Chicago, 1992.
- [2] Y. Shirato, S. Denno and Y. Saito: “Performance of Diversity Combining DFE with Mode Switching,” *The 4th International Workshop on Mobile Multimedia Communications*, pp.151-154, 1997.
- [3] S. Denno and T. Hattori : “Performance of Delay Spread Compensation Techniques in Micro-cellular Systems,” *The 4th International Workshop on Mobile Multimedia Communications*, pp.193-196, 1997.(\*)



- [4] Y. Shirato, K. Kobayashi, S. Denno: "40Mbit/s Adaptive MLSE Equalizer LSI and its Performance in 5GHz-Band Transmission System," *IEEE 49th Veh. Technol. Conf.*, Houston, pp.305-308, 1999.(\*)

## 4 口頭発表

### [ 電子情報通信学会全国大会 ]

- [1] 田野、斉藤：“RLS アルゴリズムを用いた AFC 回路の特性,” 平成 3 年度春季電子情報通信学会全国大会、B-370, 1991.
- [2] 田野、斉藤：“ベースバンド処理 AFC 適応アルゴリズムの比較,” 平成 3 年度秋季電子情報通信学会全国大会、B-207, 1991.
- [3] 田野、斉藤：“16QAM 準同期検波回路における適応位相制御,” 平成 4 年度春季電子情報通信学会全国大会、B-3460, 1992.
- [4] 田野、斉藤：“レイリーフェージング時における適応位相制御の動特性,” 平成 4 年度秋季電子情報通信学会全国大会、B-266, 1992.
- [5] 田野、斉藤：“適応型ビタビ等化器用 VLMS アルゴリズムの提案,” 平成 5 年度秋季電子情報通信学会全国大会、B-266, 1992.
- [6] 田野、斉藤：“フラクショナルタップスペース VLMS-MLSE 等化器,” 平成 6 年度春季電子情報通信学会大会、B-256, 1993.
- [7] 田野、斉藤：“直交変換による対角化 VLMS-MLSE 等化器,” 平成 6 年度電子情報通信学会ソサイエティ大会、B-361, 1994.
- [8] 田野、斉藤：“32kbit/s 実時間処理 VLMS-MLSE 等化器の特性,” 平成 7 年度電子情報通信学会ソサイエティ大会、B-275, 1995.
- [9] 田野、斉藤：“最大比合成を適用した MLSE 等化器,” 平成 8 年度電子情報通信学会総合大会、B-478, 1996.
- [10] 白戸、田野、斉藤：“モード切り替による合成型 DFE の特性改善法の検討,” 平成 8 年度電子情報通信学会総合大会、B-5-110, 1997.
- [11] 田野：“適応等化器付 6Mbit/s バースト変復調装置の信号伝送特性,” 平成 9 年度電子情報通信学会総合大会、SB-5-4, 1997.

### [ 電子情報通信学会研究技術報告 ]

- [1] 田野、佐和橋、斉藤：“ベースバンド処理 AFC 回路の特性,” 信学技報 RCS91-15, 1991.
- [2] 白戸、田野、斉藤：“高速移動通信用適応等化器の信号伝送特性,” RCS96-17, 1996.
- [3] 田野、斉藤：“FPGA による 1.5Mbit/s VLMS-MLSE 等化器の構成と特性,” 信学技報

RCS96-96, 1996.

[4] 白戸、田野、小林、生越：“高速 MLSE 型等化器 LSI,” 信学技報 RCS97-84, 1997.

(\*) : 関連論文